



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
DE COMPUTAÇÃO



Análise de Estruturas Inspiradas em Fractais Aplicadas em Antenas e Superfícies Seletivas de Frequência

Yuri Max Vieira Batista

Orientador: Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Telecomunicações) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Número de ordem PPgEEC: M536
Natal, RN, julho de 2018

Divisão de Serviços Técnicos

Catálogo da publicação na fonte. UFRN / Biblioteca Central Zila Mamede

Batista, Yuri Max Vieira.

Análise de Estruturas Inspiradas em Fractais Aplicadas em Antenas e Superfícies Seletivas de Frequência / Yuri Max Vieira Batista. - Natal, 2018.

91f.: il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação. Natal, RN, 2018.

Orientador: Adaildo Gomes D'Assunção

1. Antena de microfita - Dissertação. 2. Fractais - Dissertação. 3. Fractais modificados - Dissertação. 4. Antena fractal - Dissertação. 5. FSS fractal - Dissertação. 6. Superfície seletiva de frequência - Dissertação. I. D'Assunção, Adaildo Gomes. II. Título.

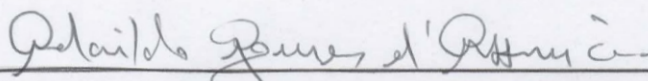
RN/UF/BCZM

CDU 621.396.67

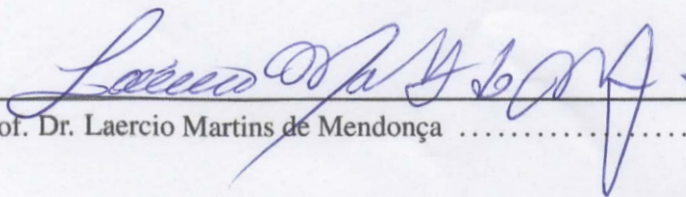
Análise de Estruturas Inspiradas em Fractais Aplicadas em Antenas e Superfícies Seletivas de Frequência

Yuri Max Vieira Batista

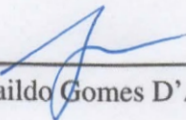
Dissertação de Mestrado aprovada em 13 de julho de 2018 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:



Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção (orientador) DCO/UFRN



Prof. Dr. Laercio Martins de Mendonça DCO/UFRN



Prof. Dr. Adaildo Gomes D'Assunção Júnior IFPB



Prof. Dr. Alfredo Gomes Neto IFPB

*À minha companheira, Larissa
Henrique, pelo o apoio durante todo
o processo.*

Agradecimentos

Ao meu orientador, o professor Adaildo Gomes D'Assunção, sou grato pela orientação, ajuda e paciência.

Aos professores Adaildo Júnior e Diego Ramalho Minervino pela ajuda e cooperação nas medições dos protótipos.

Aos colegas Luís Felipe e Marcos Túlio, pela amizade e companheirismo.

Ao professor Humberto César pelo incentivo e contribuição para esta realização.

À minha família que sempre me apoiou nos caminhos que escolhi.

À CAPES, pelo apoio financeiro.

Resumo

O desenvolvimento de novas estruturas, inspiradas em fractais, aplicadas à tecnologia planar tem motivado muitos pesquisadores em todo o mundo, interessados no projeto de dispositivos e circuitos de micro-ondas mais compactos, mais eficientes e de baixo custo, para operar em banda larga ou múltiplas bandas, com melhores condições de filtragem (transmissão ou rejeição), radiação ou recepção, e estabilidade angular, por exemplo. Especificamente, os fractais tradicionais têm sido utilizados no desenvolvimento de circuitos integrados de micro-ondas e antenas porque têm possibilitado a melhoria de suas respostas em frequência. Entretanto, para extrair mais vantagens do potencial dessas geometrias, elas devem ser alteradas, de acordo com as aplicações desejadas. Além disso, devido às interferências externas, filtros espaciais, como as superfícies seletivas de frequência (FSS), se tornaram cada vez mais populares com o crescimento no uso de tecnologias de comunicação sem fio, pois aparecem como uma excelente solução para filtrar frequências previamente especificadas. Portanto, o uso de geometrias fractais tradicionais ou novas, nessas estruturas, traz contribuições específicas na melhoria das suas respostas em frequência. O objetivo principal deste trabalho consiste em melhorar a tecnologia atual de FSS, usando geometrias fractais conhecidas, as quais são modificadas, para melhor aproveitar o uso das características dessas geometrias. Assim, utilizando algumas configurações diferentes da mesma geometria, inspiradas no fractal de Hilbert, pode-se configurar a estrutura de FSS para obter maior largura de banda, operações em multibandas, boa estabilidade angular e miniaturização, por exemplo. Adicionalmente, essas estruturas baseadas em fractais exibem características a serem investigadas em relação à redução do tamanho do *patch*, elemento do arranjo periódico, e à modificação das frequências de ressonância das antenas. Este trabalho apresenta estruturas de antenas e FSS inspiradas em fractais que ressonam em multifrequências. Cinco protótipos foram fabricados e medidos para comparar com os resultados obtidos através de simulações. Neste trabalho são propostas geometrias de FSS inspiradas no fractal de Hilbert, no fractal do espelho infinito e no triângulo de Sierpinski, com modificações adicionais para garantir estabilidade angular e multibanda. Adicionalmente, são propostas antenas de microfita com alimentação coaxial, com o elemento radiador inspirado no fractal de Sierpinski triangular, obtendo operação em multibanda e aumento do ganho.

Palavras-chave: Fractais, fractais modificados, antena fractal, FSS fractal, antena de microfita, superfície seletiva de frequência.

Abstract

The development of new fractal-based structures applied to planar technology has motivated many researchers around the world, who are very interested in the design of compact, stable, efficient, and low cost microwave devices and circuits for wideband and multiband frequency applications, with enhanced filtering (transmission or rejection), radiation or rejection characteristics, for example. Specifically, the geometry of traditional fractals have been widely used in the development of integrated circuits for microwaves and antennas because they have enhanced their frequency responses. However, in order to extract more advantages from the potential of these geometries, they must be changed according to particular applications. In addition, due to external interference, spatial filters, such as frequency selective surfaces (FSS), have become increasingly popular with the large growth in the use of wireless technologies, as they appear to be an excellent solution for predetermined frequency filtering. In addition, the use of traditional or new fractal geometries in these structures always brings particular contributions in improving their frequency responses. Therefore, the main objective of this work is to improve current FSS technology using known fractal geometries, which are modified, to take more advantage of the use of these geometries' characteristics. Thus, using some different configurations of the same architecture, inspired by the Hilbert fractal, one can configure the structure of the FSS to obtain improved bandwidth, multi-band operations, good angular stability, and compactness, for example. In addition, these fractal-based structures exhibit characteristics to be investigated with respect to the size reduction of the patch element of the periodic array and to the modification of the antenna resonate frequencies. This work compiles the experiment of several fractal inspired antennas and FSS structures that resonate in different frequencies. Several prototypes are fabricated and measured to validate the simulation results. This work presents FSS geometries inspired on the Hilbert fractal, the infinite mirror fractal, and the Sierpinski triangle geometry, with additional modifications to ensure angular and multiband stability. In addition, the developed antennas are inspired on Sierpinski fractal geometries enabling multiband frequency behavior and gain increase.

Keywords: Fractals, modified fractals, fractal antenna, fractal FSS, microstrip antenna, frequency selective surface.

Sumário

Sumário	i
Lista de Figuras	ii
Lista de Tabelas	vi
Lista de Símbolos e Abreviaturas	vii
1 Introdução	1
2 Estado da Arte	3
2.1 Blindagem Eletromagnética com Fractal de Hilbert Modificado para WLAN	3
2.2 Investigação de Desempenho de uma FSS de Abertura em Banda Dupla Operando em 1,5 e 3,5 GHz	4
2.3 FSS Miniaturizada com Ressonância em Banda Dupla para Aplicações em WLAN	4
2.4 FSS em Cruz de Jerusalém Modificada	5
2.5 FSS Compacta em 2,5D	6
2.6 Antena Multibanda Baseada em Minkowski-Sierpinski para Comunicações	6
2.7 FSS com Espiras Duplas em Duas Camadas	7
3 Teoria	9
3.1 Antenas	9
3.1.1 Parâmetros e propriedades de uma antena	9
3.2 Microfita	14
3.3 Fractal	15
3.4 Superfícies Seletivas de Frequência	18
3.5 Teorema de Floquet	20
3.6 Caracterização de uma FSS	20
3.7 Projeto de Antenas Triangulares de Microfita	23
4 Desenvolvimento de Geometrias	25
4.1 Desenvolvimento dos Fractais de Espelho	25
4.1.1 Desenvolvimento dos fractais de espelho em planos maciços	26
4.2 Desenvolvimento do Fractal Quadrado de Hilbert	27
4.3 Desenvolvimento do Fractal Triângulo de Sierpinski	28
4.4 Desenvolvimento de Estruturas Bioinspiradas	31

5	Experimentos e Resultados	35
5.1	Múltiplas Espiras Quadradas para Operação em Multibandas	35
5.1.1	Análise de parâmetros da espira quadrada	35
5.1.2	Análise de inserção de espiras quadradas	37
5.1.3	Fabricação e caracterização experimental das espiras quadradas .	38
5.2	Múltiplas Espiras Circulares para Operação em Multibanda	40
5.3	FSS Inspirada no Quadrado de Hilbert	41
5.3.1	Análise inicial e projeto de um elemento	42
5.3.2	Análise de inserção no quadrado de Hilbert	43
5.3.3	Fabricação e caracterização experimental do quadrado de Hilbert .	44
5.4	Triângulo de Sierpinski para Operação em Multibanda	48
5.4.1	Projeto de antena Sierpinski triangular para operação em 2,4 GHz	48
5.4.2	Projeto de antena Sierpinski triangular para operação em 2,5 GHz	54
5.5	Análise de Características das Folhas <i>Oxalis</i> em FSS	58
5.5.1	FSS de uma Folha de <i>Oxalis Triangularis</i>	58
5.5.2	FSS de uma Folha de <i>Oxalis Tetraphylla</i>	60
5.5.3	FSS de uma Folha de <i>Oxalis Lasiandra</i>	61
6	Conclusão	63
	Referências Bibliográficas	64

Lista de Figuras

2.1	Projeto (a) e simulação de desempenho da blindagem (b). Figuras extraídas de (Hussain et al. 2016).	3
2.2	Geometria (a) e resposta em frequências (b). Figuras extraídas de (Ray et al. 2012).	4
2.3	Protótipo da FSS proposta (a) e desempenho em frequência (b). Figuras extraídas de (Yan et al. 2014).	5
2.4	Estrutura proposta (a) e os resultados simulados (b) apresentando duas bandas próximas. Figuras extraídas de (Wang et al. 2017).	5
2.5	Geometria (a) e resultado simulado e medido da Estrutura 2,5D proposta (b). Figuras extraídas de (Yin et al. 2018).	6
2.6	Evolução da estrutura de um retângulo (a), para Minkowski (b) e depois para a de Minkowski-Sierpinski. Figuras extraídas de (Karimbu Vallappil et al. 2018).	6
2.7	Resultado de S11, simulados e medidos, para a antena Minkowski-Sierpinski. Figura extraída de (Karimbu Vallappil et al. 2018).	7
2.8	FSS de espiras quadradas de multicamada (a) e resposta em frequência (b). Figuras extraídas de (Liu et al. 2018).	7
3.1	Sistema de coordenadas e diagrama de radiação de uma antena. Adaptado de (Balanis 2005).	10
3.2	Representação em 3D de tipos de diagrama de radiação comuns da literatura: direcional (a), omnidirecional (b) e isotrópico (c).	10
3.3	Diagrama de radiação omnidirecional em representação 2D: plano de elevação (a) e plano azimutal (b).	11
3.4	Diagrama de radiação isotrópica em representação 2D: plano de elevação (a) e plano azimutal (b).	11
3.5	Efeito na recepção do sinal devido à polarização entre antenas dipolos. (a) Polarizações iguais e (b) polarizações diferentes.	13
3.6	Antena de microfita típica.	15
3.7	Antena de microfita com alimentação por cabo coaxial.	15
3.8	Antena de microfita com alimentação por linha de microfita.	16
3.9	Fractal de Sierpinski.	16
3.10	Diferentes interações do fractal floco de neve de Koch. Diferentes níveis são mostrados: (a) $\kappa = 0$, (b) $\kappa = 1$, (c) $\kappa = 2$, (d) $\kappa = 3$, (e) $\kappa = 4$ e (f) $\kappa = \infty$.	17

3.11	Folha de samambaia com destaque para uma réplica escalonada da estrutura maior.	18
3.12	Elementos comuns de células de FSS. (a) <i>Patch</i> retangular, (b) <i>patch</i> circular, (c) cruz de Jerusalém, (d) dipolo em cruz e (e) dipolo fino.	19
3.13	Tipos de preenchimento de células de uma FSS: (a) configuração tipo abertura e (b) Configuração tipo patch.	19
3.14	Resposta típica na transmissão de acordo com o tipo de preenchimento de célula de uma FSS: (a) resposta típica do tipo abertura e (b) resposta típica do tipo <i>patch</i>	20
3.15	Campo incidente num <i>patch</i> imerso no ar eixo Z.	21
3.16	Arranjos de <i>patches</i> metálicos dispostos no ar.	22
3.17	Passos para caracterizar a resposta de uma FSS através do MoM.	23
4.1	Evolução do fractal do espelho da espira quadrada. Espira quadrada (a) simples, (b) com uma inserção, (c) com duas inserções e (d) na forma de fractal do espelho.	25
4.2	Evolução do fractal do espelho da espira anelar. Espira anelar (a) simples, (b) com uma inserção, (c) com duas inserções e (d) na forma de fractal do espelho.	26
4.3	Evolução do fractal do espelho de uma placa retangular maciça na (a) ordem 0, (b) 1ª ordem e (c) 2ª ordem.	27
4.4	Fractal da imagem aplicado a placas maciças retangulares com interconexões de elementos.	27
4.5	Evolução das interações laterais do fractal quadrado de Hilbert: 1ª ordem (a), 2ª ordem (b), 3ª ordem (c) e 4ª ordem (d).	28
4.6	Preenchimento interno do quadrado de Hilbert com algumas iterações laterais de menor ordem.	28
4.7	Fractal de Sierpinski em várias iterações distintas.	29
4.8	Várias dimensões do conjunto autossimilar para o triângulo de Sierpinski com (a) $D_K = 1,585$, (b) $D_K = 1,631$, (c) $D_K = 1,661$ e (d) $D_K = 1,683$. . .	30
4.9	Problema e soluções propostas para conexão dos triângulos no fractal de Sierpinski: (a) problema do caso ideal, (b) solução de conexão através (b) de discos conectivos e (c) escalonamento dos subtriângulos.	30
4.10	Foto da planta <i>Oxalis Triangularis</i>	31
4.11	Foto da planta <i>Oxalis Tetraphylla</i>	32
4.12	Foto da planta <i>Oxalis Lasiandra</i>	33
5.1	Espira quadrada simples com marcações de comprimento e largura. . . .	36
5.2	Frequências de ressonância com a variação de L , mantendo w constante. .	36
5.3	Frequências de ressonância com a variação de w e L constante.	37
5.4	Projeto de duas espiras quadradas concêntricas inspiradas no fractal do espelho.	37
5.5	Comparação da frequência de ressonância entre espiras quadradas de $L_1 = 10,40$ mm, $L_2 = 16,65$ mm e o projeto final com duas espiras para Wi-Fi. .	38
5.6	Protótipo fabricado para operação em duas bandas.	39

5.7	Setup de medição para caracterização experimental das espiras quadradas.	39
5.8	Comparação das respostas em frequência para os resultados numéricos e experimentais, para a FSS mostrada na Figura 5.6.	40
5.9	Anéis circulares com marcações de dimensões de projeto.	41
5.10	Simulação da resposta em frequência da FSS com 3 anéis circulares (Figura 5.9) para os ângulos de 0°, 20° e 40°.	41
5.11	Design 1 da modificação inspirada no fractal de Hilbert.	42
5.12	Resposta do efeito na transmissão do Design 1 para 0°, 20° e 40°.	43
5.13	Elementos de FSS: (a) Design 2 e (b) Design 3 são propostas de modificações no Design 1 e (c) é uma espira quadrada.	44
5.14	Resposta simulada dos projetos mostrados na Figura 5.13.	44
5.15	Protótipo baseado no Design 1.	45
5.16	Curva de resposta do protótipo do Design 1.	46
5.17	Setup de medição utilizado para medição da FSS inspirada no quadrado de Hilbert.	46
5.18	Protótipo 2 baseado no Design 3.	47
5.19	Influência na transmissão causada pelo protótipo 2.	48
5.20	Antena geradora do fractal de Sierpinski para 2,4 GHz com fator de iteração $\kappa = 0$	49
5.21	Perda de retorno da antena 0.	49
5.22	Antenas com interação 1 Sierpinski triangular direta.	50
5.23	Perda de retorno das Antenas 0, x e x 2.	50
5.24	Antenas com interação 1 Sierpinski triangular ajustadas para 2,4 GHz.	51
5.25	Perda de retorno das Antenas 0, 1, 2 e 3.	52
5.26	Antenas com interação 2 Sierpinski triangular ajustadas para 2.4 GHz.	53
5.27	S11 das Antenas 0, 1, 2, 3 e 4.	53
5.28	Perda de retorno das antenas 0, 2 e 5.	54
5.29	Antenas triangulares com $\kappa = (0, 1, 2)$ Sierpinski triangular ajustadas para 2,5 GHz.	55
5.30	Perda de retorno das Antenas 8, 9 e 10.	56
5.31	Diagramas de radiação em três dimensões para: (a) antena 8, (b) antena 9 e (c) antena 10.	57
5.32	Carta de Smith mostrando o parâmetro de impedância em função da frequência para: (a) antena 8, (b) antena 9 e (c) antena 10.	57
5.33	Célula de uma FSS inspirada na folha de <i>Oxalis Triangularis</i>	58
5.34	Simulação da influência na transmissão da FSS mostrada na Figura 5.33.	58
5.35	Protótipo da folha de <i>Triangularis</i>	59
5.36	Efeito no S21 da FSS protótipo de <i>Oxalis Triangularis</i>	59
5.37	Célula de uma FSS inspirada na folha de <i>Oxalis Tetraphylla</i>	60
5.38	Simulação do efeito no S21 da FSS mostrada na Figura 5.38.	60
5.39	Célula de uma FSS inspirada na folha de <i>Oxalis Lasiandra</i>	61
5.40	Resposta do coeficiente de transmissão quando a FSS inspirada em folha de <i>Lasiandra</i> é inserida.	61
5.41	Protótipo da folha de <i>Lasiandra</i>	62

5.42	Efeito no S21 da FSS protótipo de <i>Lasiandra</i>	62
------	--	----

Lista de Tabelas

3.1	Relação entre VSWR e Perda de Retorno	14
5.1	Parâmetros das espiras quadradas utilizados no projeto para operação em duas bandas.	38
5.2	Parâmetros utilizados nas espiras circulares no projeto para operação multibanda	40
5.3	Comparação dos resultados com a variação do ângulo de incidência da onda eletromagnética	43
5.4	Comparação de tamanho da célula.	45
5.5	Comparação dos resultados medidos e simulados do protótipo 1	47
5.6	Comparação dos resultados medidos e simulados do protótipo 2	48
5.7	Projeto de antena triangular para ressonar em 2,4 GHz	49
5.8	Comparativo das antenas 0, 2 e 5	54
5.9	Projeto de antena triangular para ressoar em 2,5 GHz	55
5.10	Comparativo das antenas 8, 9 e 10	56

Lista de Símbolos e Abreviaturas

A	Área do triângulo equilátero
D_{κ}	Dimensão do fractal
R^n	Conjunto dos reais
U	Intensidade de radiação
Z_0	Impedância característica
Ω	Ângulo de defasagem entre as células de uma FSS
β	Constante de fase
ϵ_0	Permissividade elétrica no vácuo
ϵ_r	Permissividade relativa
ϵ_{eff}	Permissividade efetiva
κ	Nível da iteração fractal
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
\log	Logaritmo natural
\log_{10}	Logaritmo na base 10
\mathcal{E}	Vetor intensidade de campo elétrico instantâneo
\mathcal{H}	Vetor intensidade de campo magnético instantâneo
\mathcal{P}	Vetor de Poyting instantâneo
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo
ω	Frequência angular
θ_i	Ângulo de incidência
θ_r	Ângulo de reflexão
a	Comprimento do lado do triângulo equilátero

a'	Correção do comprimento a'
a''	Correção do comprimento a'
a'''	Correção do comprimento a''
c	Velocidade da luz
f_0	Frequência de operação
h	Comprimento do lado do quadrado de Hilbert
k_0	Número de onda no espaço livre
r	Raio médio de uma espira anelar
t	Espessura do substrato
t_x	Periodicidade dos elementos na direção x
t_y	Periodicidade dos elementos na direção y
x	Eixo x
y	Eixo y
z	Eixo z
BW	Largura de Banda
D	Diretividade
dB	Decibel
FDTD	Diferenças finitas no domínio do tempo
FR4	Fibra de vidro epóxi
G	Ganho
GHz	Giga Hertz
HF	<i>High Frequency</i> (3-30 MHz)
IEEE	<i>The Institute of Electrical and Eletronics Engineers</i>
IFPB	Instituto Federal da Paraíba
LTE	Método da Linha de Transmissão Equivalente
m,n	Modos de propagação eletromagnética
MHz	Mega Hertz

mm	Milímetros
MoM	Método dos momentos
RF	Radio frequência
Rx	Antena receptora
S11	Coeficiente de reflexão
S21	Coeficiente de transmissão
SHF	<i>Super High Frequency</i> (3-30 GHz)
TE	Onda transversal elétrica
TM	Onda transversal magnética
Tx	Antena transmissora
UFRN	Universidade Federal do Rio Grande do Norte
UHF	<i>Ultra High Frequency</i> (300-3000 MHz)
UWB	Banda ultra-larga
VHF	<i>Very High Frequency</i> (30-300 MHz)
VSWR	Razão de onda estacionária

Capítulo 1

Introdução

A atividade de pesquisa sobre dispositivos eletromagnéticos para transmissão de dados tem sido investigado nos últimos anos. As razões que levam a esse interesse da academia pelo assunto são muitos, incluindo a necessidade de melhorar a tecnologia e as técnicas atuais e de atender as crescentes demandas por mais velocidade e estabilidade nas redes de comunicação sem fio. Portanto, é necessário que os dispositivos sejam mais eficientes, confiáveis e que possam operar em mais canais distintos, aliado à tendência de miniaturização dos dispositivos. Então os pesquisadores têm enfrentado o desafio de melhorar a tecnologia atual, trazendo operações em múltiplas bandas e compactação das dimensões envolvidas dos dispositivos (Pozar 2004).

Nesse contexto, destacam-se aperfeiçoamentos nas antenas de microfitas, pois são dispositivos que podem usar materiais de baixo custo e construções simples quando comparados a outros tipos de antenas. Essa facilidade de construção permite aos pesquisadores desenvolver protótipos para verificar os resultados de suas pesquisas de forma rápida. Além disso, o tamanho compacto e a compatibilidade desses dispositivos com sistemas embarcados são importantes para que o desenvolvimento seja justificado economicamente (Al-Husseini et al. 2008).

Por outro lado, a evolução das antenas com operação multibandas e o uso cada vez mais comum de redes de comunicação sem fio tem trazido a inconveniência da interferência eletromagnética num mesmo ambiente, ao ponto de causar efeitos negativos significativos na transmissão da informação desejada. Para amenizar esse problema, os pesquisadores têm investigado as propriedades de absorvedores e filtros seletivos de frequências (FSS), sendo que estes últimos desempenham um papel importante na filtragem ou reflexão de frequências específicas, com a vantagem de baixo peso quando comparado a uma superfície metálica, podendo também ser usado como forma de decoração. As FSS são utilizadas para bloquear frequências específicas em um ambiente, impedindo que ondas eletromagnéticas indesejadas se propaguem para dentro ou fora do ambiente que se deseja preservar, melhorando a eficácia da rede de comunicações sem fio no local blindado (Romeu e Rahmat-Samii 2000).

As antenas de microfita e FSS são dispositivos eletromagnéticos que podem ser usados em sistemas embarcados ou em celulares, por exemplo. Várias técnicas diferentes foram desenvolvidas para extrair benefícios através da modificação de *patches*, substratos e planos de terra (Mehta 2015).

As FSS podem ser melhoradas com o uso de fractais e com a inserção de elementos nos espaços não utilizados da célula de uma FSS, permitindo a otimização ou operação multibanda. Dessa forma, é possível fazer uma FSS operar em multibanda de acordo com a inserção escolhida, adequando-se a uma tecnologia de interesse considerando largura de banda, tamanho da célula, peso etc.

Trabalhos recentes nessa linha de pesquisa incluem modificação no fractal de Hilbert em FSS, pois sua assimetria na forma padrão possui limitações quanto à polarização da onda eletromagnética incidente. Portanto, há diversas técnicas diferentes para evitar problemas de polarização como estruturas de *patches* simétricos (Hussain et al. 2016). Em (Noor e Hu 2009) são usadas duas camadas de curvas de Hilbert, uma para cada polarização, enquanto em (McVay et al. 2007) foi feito caminho um fechado da conexão de quatro curvas de Hilbert espaçadas na mesma camada. Em (Yuan-Yuan e Wen-Ling 2013), é utilizado o arranjo de quatro curvas de Hilbert rotacionadas simetricamente na mesma camada, enquanto em (Hussain et al. 2016) há a utilização de várias curvas de quarta ordem de Hilbert rotacionadas e conectadas na mesma célula.

Alguns trabalhos também compõem o estudo de espiras, como (Ferreira et al. 2015) que mostra a variabilidade de vários parâmetros na ressonância. Em (A. E. Yilmaz 2009), é mostrado uma possível otimização pelo método *Particle Swarm Optimization*. Em (Xiaoming et al. 2009), duas espiras quadradas de largura e tamanho distintos são apresentados para operar na banda K, enquanto que (Bharti et al. 2014) mostra projetos em terahertz. Em (Luo et al. 2004), além de técnicas de projeto para uma espira, é mostrada a estabilidade angular da estrutura.

A possibilidade de uso de estruturas diversas na composição das antenas de microfita tem sido estudada. Contudo, essa ainda é uma área que necessita de muita pesquisa para se explorar seus potenciais. Em (Rama e Vakula 2014), é utilizado um plano de terra fractal para alterar a ressonância de uma antena, cuja frequência de operação foi significativamente diminuída, mesmo mantendo todas as demais variáveis constantes.

Este trabalho está dividido em 6 capítulos, sendo o Capítulo 2 dedicado às investigações do estado atual da ciência nos assuntos correlatos com a tese. O Capítulo 3 corresponde às revisões teóricas para os demais capítulos.

O Capítulo 4 apresenta o aprofundamento no desenvolvimento de estruturas novas, modificadas ou de interesse. Enquanto no Capítulo 5 é documentado a aplicação das técnicas desenvolvidas no Capítulo 4, com resultados simulados e medidos com protótipos. No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1 Blindagem Eletromagnética com Fractal de Hilbert Modificado para WLAN

(Hussain et al. 2016) desenvolveram uma modificação no fractal de Hilbert, pois a forma original do fractal quando utilizada em FSS, não apresenta boa estabilidade angular. Assim, com a modificação proposta, foi possível obter estabilidade angular e banda dupla operando compativelmente com a WLAN nas frequências de 2,45 e 5,5 GHz. O autor configurou os parâmetros para que atendesse aos padrões utilizados na China.

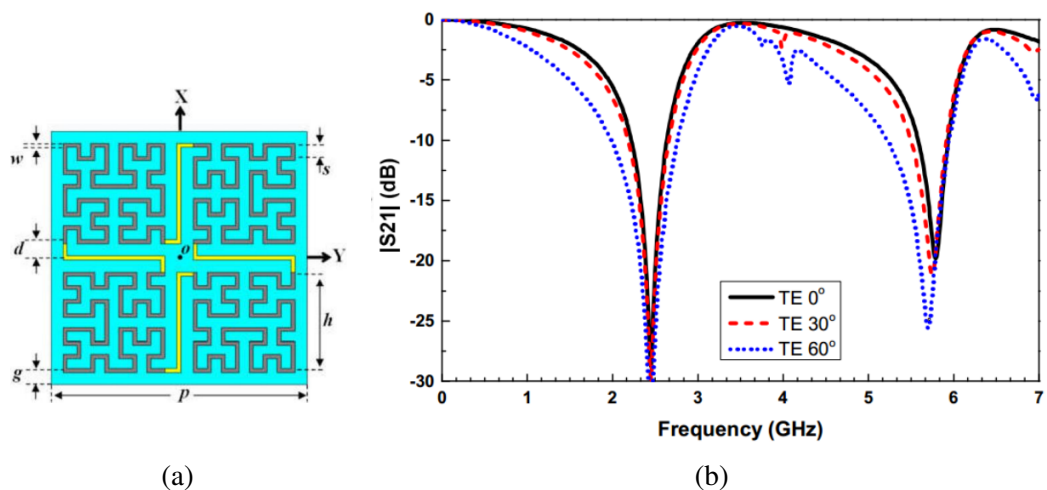


Figura 2.1: Projeto (a) e simulação de desempenho da blindagem (b). Figuras extraídas de (Hussain et al. 2016).

2.2 Investigação de Desempenho de uma FSS de Abertura em Banda Dupla Operando em 1,5 e 3,5 GHz

A proposta de (Ray et al. 2012) apresenta uma FSS com aberturas que seguem um padrão em uma grande célula de 258,5 mm x 258,5 mm. O foco estava na investigação de métodos computacionais aplicando o método dos momentos na geometria de FSS mostrada na Figura 2.2.

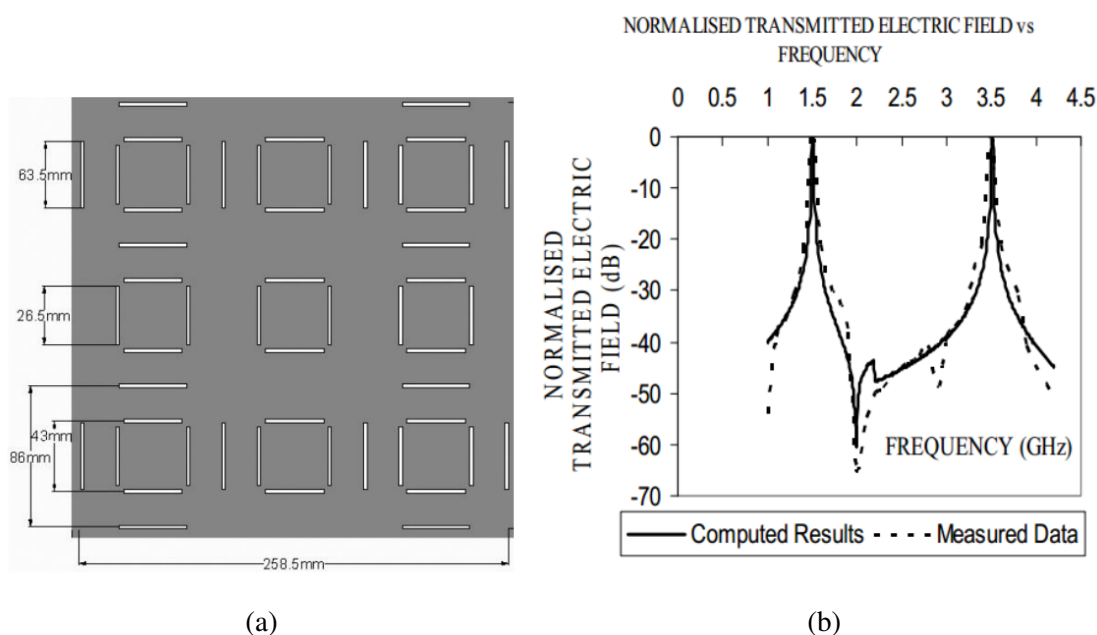


Figura 2.2: Geometria (a) e resposta em frequências (b). Figuras extraídas de (Ray et al. 2012)..

Com o método utilizado, o autor conseguiu ótimos resultados simulados quando comparados com os resultados medidos pelo o protótipo fabricado.

2.3 FSS Miniaturizada com Ressonância em Banda Dupla para Aplicações em WLAN

Com um formato inovador, (Yan et al. 2014) criaram uma FSS com estruturas bem próximas (Figura 2.3). O protótipo fabricado se comportou como esperado, mostrando que os métodos de fabricação tiveram uma ótima precisão. O software que foi usado para a simulação foi o CST. Entretanto os métodos de fabricação do protótipo não foram citados no artigo.

Ainda é possível modificar o espaçamento entre as ressonâncias variando parâmetros, sendo possível a configuração variando apenas um parâmetro.

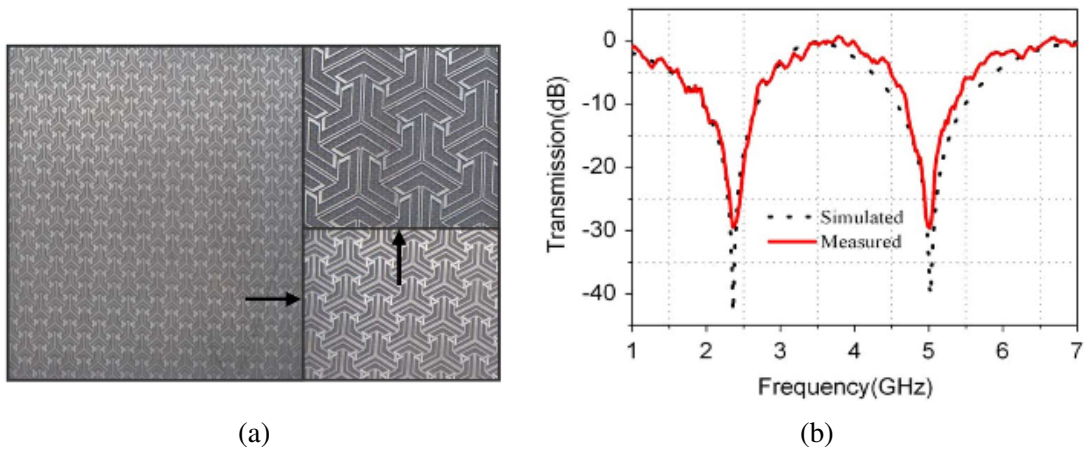


Figura 2.3: Protótipo da FSS proposta (a) e desempenho em frequência (b). Figuras extraídas de (Yan et al. 2014).

2.4 FSS em Cruz de Jerusalém Modificada

Com uma modificação na geometria de uma cruz (Figura 2.4), aproveitando melhor os espaços vazios no elemento de uma FSS, os autores (Wang et al. 2017) mostraram uma nova estrutura, similar a uma suástica. A FSS proposta opera em duas bandas próximas com boa compactação, sendo possível o seu uso de comunicações para operar em 2,4 e 3,7 GHz.

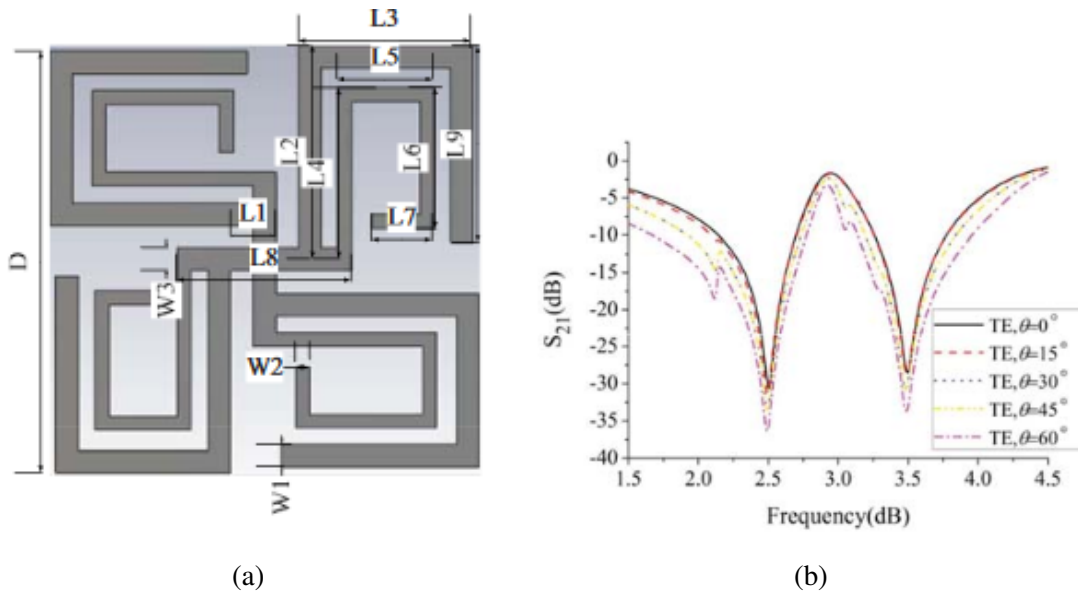


Figura 2.4: Estrutura proposta (a) e os resultados simulados (b) apresentando duas bandas próximas. Figuras extraídas de (Wang et al. 2017).

2.5 FSS Compacta em 2,5D

Com uma estrutura em 2,5D (Figura 2.5), (Yin et al. 2018) fabricou uma FSS com grande largura de banda e ótima miniaturização em frequências baixas, com dimensões de apenas $0,072 \lambda_0$. Essa FSS possui uma geometria bastante particular, além de seu *patch* condutor estar disposto em duas camadas distintas e entre elas.

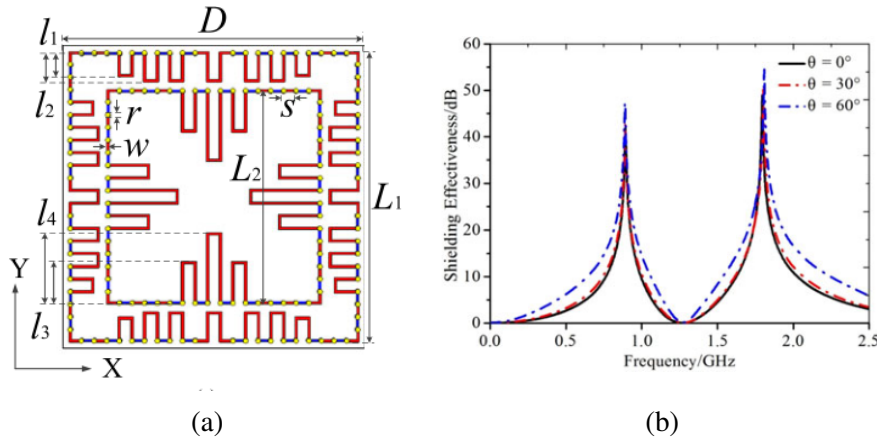


Figura 2.5: Geometria (a) e resultado simulado e medido da Estrutura 2,5D proposta (b). Figuras extraídas de (Yin et al. 2018).

2.6 Antena Multibanda Baseada em Minkowski-Sierpinski para Comunicações

Com um fractal modificado conforme Figura 2.6, em que utiliza-se a geometria de Minkowski unida com o tapete de Sierpinski, assim a estrutura proposta por (Karimbu Vallappil et al. 2018) contribui com melhorias na largura de banda, ganho e diagrama de radiação. Seu formato com célula compacta sugere a possibilidade de utilizá-lo como um usável no corpo.

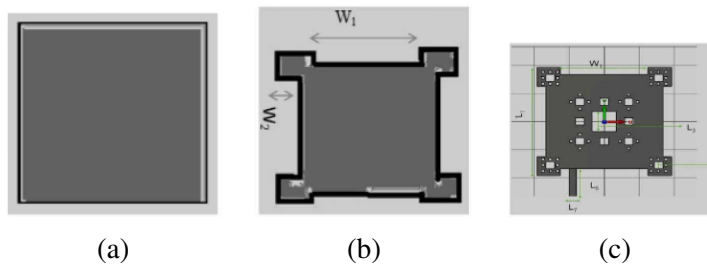


Figura 2.6: Evolução da estrutura de um retângulo (a), para Minkowski (b) e depois para a de Minkowski-Sierpinski. Figuras extraídas de (Karimbu Vallappil et al. 2018).

O formato proposto e os resultados obtidos (Figura 2.7) realçam a necessidade do estudo de novas estruturas, podendo elas serem inteiramente novas ou com inspiração em curvas já conhecidas. Como mostra o autor, é possível unir diferentes características de geometrias distintas em um único dispositivo.

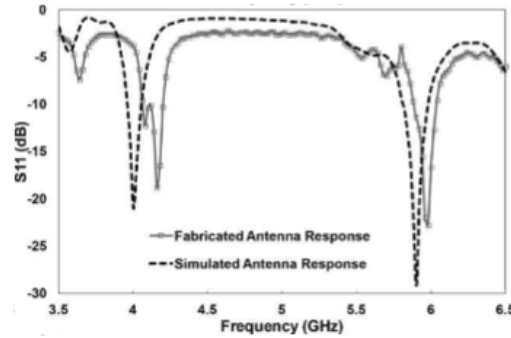


Figura 2.7: Resultado de S_{11} , simulados e medidos, para a antena Minkowski-Sierpinski. Figura extraída de (Karimbu Vallappil et al. 2018).

2.7 FSS com Espiras Duplas em Duas Camadas

(Liu et al. 2018) propõe uma FSS em duas camadas do tipo retangular (Figura 2.8). São usadas espiras de larguras diferentes para atender melhor ao que se deseja na resposta em frequência. O método utilizado pelo autor preenche duas camadas, fazendo o dispositivo operar em uma grande faixa de frequência na banda K.

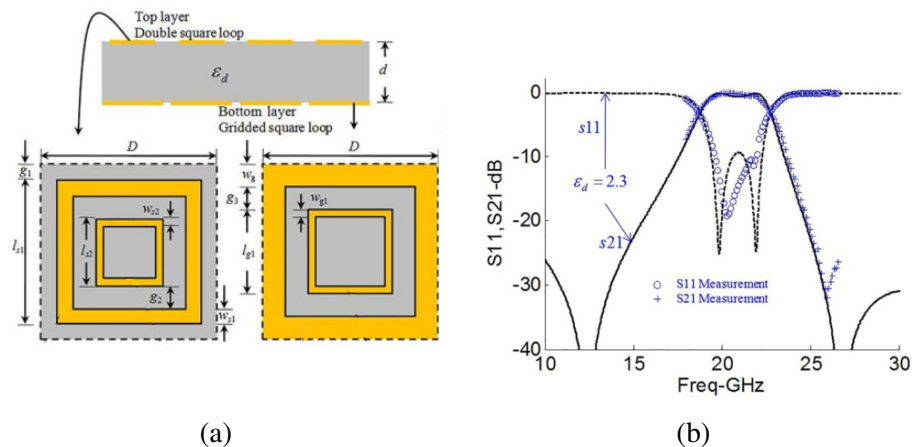


Figura 2.8: FSS de espiras quadradas de multicamada (a) e resposta em frequência (b). Figuras extraídas de (Liu et al. 2018).

Capítulo 3

Teoria

3.1 Antenas

Uma antena pode ser definida como uma estrutura associada com a região de transição entre uma onda guiada e uma onda no espaço livre (Mehta 2015). Uma antena deve apresentar energia de radiação em determinadas direções e suprir em outras, quando atuar como um dispositivo direcional, como também proporcionar recepção de sinal, ou seja, atuar como uma antena receptora. É comum a antena ser apresentada em diferentes formatos e materiais para atender às necessidades específicas.

A área de antenas tem sido indispensável à revolução das telecomunicações por mais de 90 anos. Muitos dos grandes avanços estão em uso atualmente, porém a evolução dos sistemas de telecomunicações de alto desempenho demandam dispositivos que operem mais eficientemente e em bandas distintas. (Balanis 2005).

A análise matemática dos campos eletromagnéticos radiados permite a descrição das características da antena.

3.1.1 Parâmetros e propriedades de uma antena

Conforme descrito em (Balanis 2005), uma antena pode ser caracterizada de várias maneiras. Assim, serão descritos alguns parâmetros importantes para a caracterização de antenas.

Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação (Figura 3.1) corresponde à representação gráfica ou matemática da radiação emitida pela antena. Normalmente se caracteriza o diagrama da antena na região de campo distante (*far-field*). Em geral, o direcional apresenta lobos principais e secundários, sendo considerado o principal aquele que concentra o maior ganho, enquanto os secundários são os demais lobos adjacentes.

Caso a antena seja multibanda ou banda larga, o diagrama de radiação pode mudar de acordo com a frequência de considerada.

As três formas de diagrama principais são a direcional, a omnidirecional e a isotrópica, mostradas na Figura 3.2. A direcional mostrada na Figura 3.2a está sem lobos secundários, entretanto nesse tipo de radiação é comum que haja alguns, como apresentada na

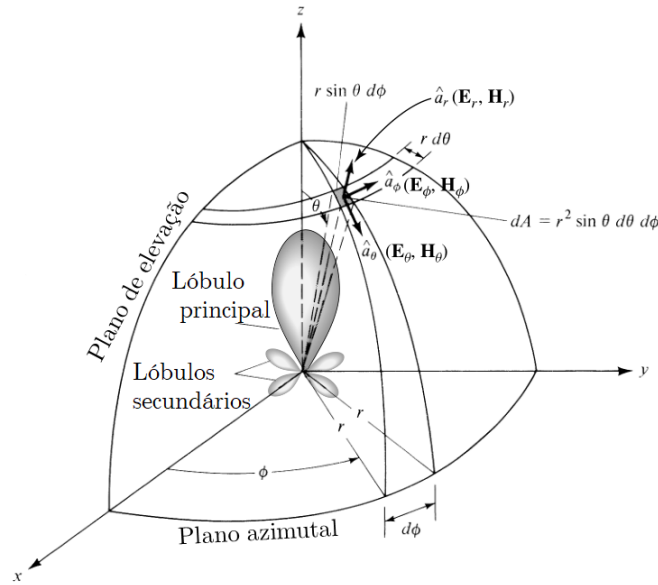


Figura 3.1: Sistema de coordenadas e diagrama de radiação de uma antena. Adaptado de (Balanis 2005).

Figura 3.1.

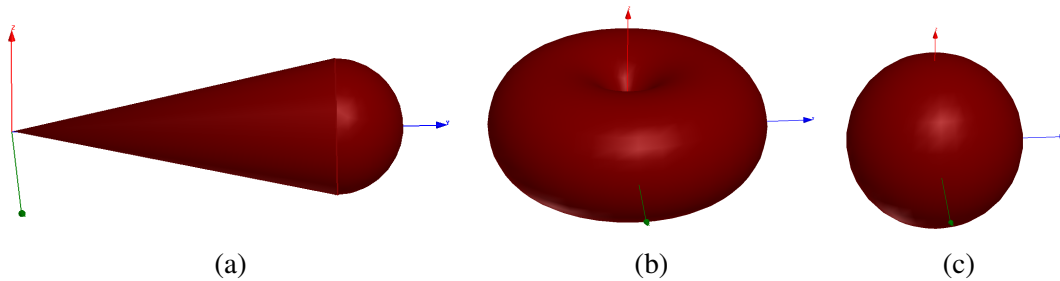


Figura 3.2: Representação em 3D de tipos de diagrama de radiação comuns da literatura: direcional (a), omnidirecional (b) e isotrópico (c).

O diagrama de radiação omnidirecional (Figura 3.2b) apresenta uma radiação eletromagnética uniforme através de um plano, mas não emite radiação no eixo normal a esse plano, como pode ser visto na Figura 3.4. A radiação isotrópica (Figura 3.2c) por sua vez, deverá apresentar um ganho igual em todas as direções, como uma esfera perfeita (sua representação 2D é mostrada na Figura 3.4), contudo, além da impossibilidade de fabricação de uma antena perfeitamente isotrópica, está o fato de ter o menor ganho quando comparado com os de antenas com outros diagramas. O diagrama direcional tem a vantagem de concentrar a maior parte da energia da radiação em uma única direção, permitindo atingir distancias maiores que os demais tipos.

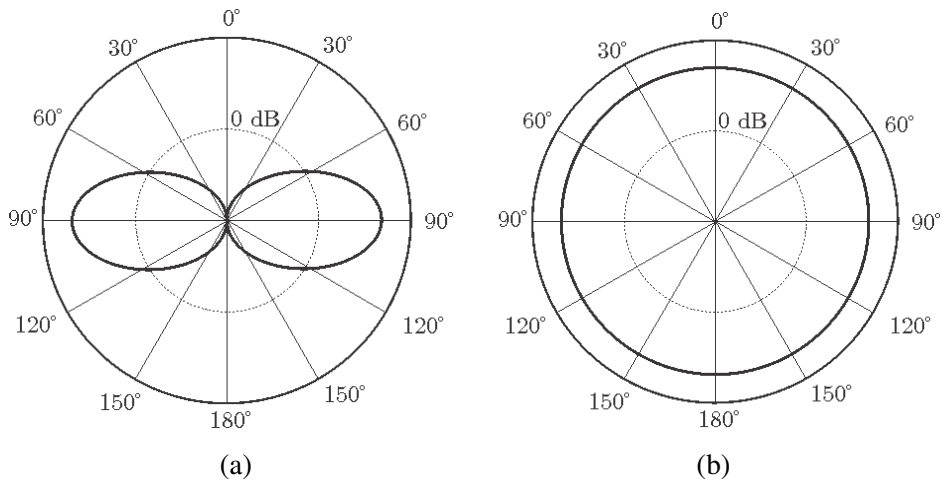


Figura 3.3: Diagrama de radiação omnidirecional em representação 2D: plano de elevação (a) e plano azimutal (b).

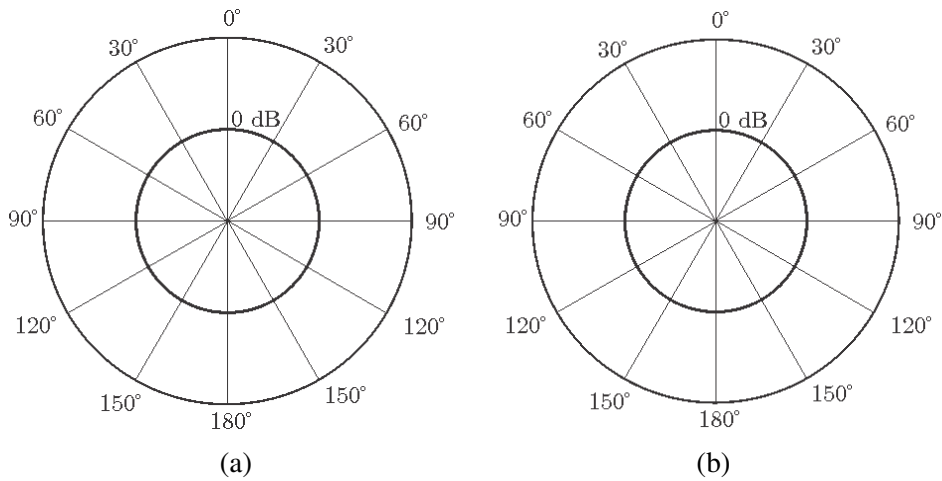


Figura 3.4: Diagrama de radiação isotrópica em representação 2D: plano de elevação (a) e plano azimutal (b).

Densidade de Potência Radiada

As ondas eletromagnéticas podem ser usadas para transportar informação de um ponto a outro, seja de forma guiada ou radiada. Portanto, existem potência e energia associadas à propagação de uma onda eletromagnética. A descrição da intensidade de potência associada à onda eletromagnética é calculada através do vetor de Poynting instantâneo (Equação 3.1).

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} \quad (3.1)$$

Na Equação 3.1), \mathcal{E} corresponde ao vetor intensidade campo elétrico instantâneo e \mathcal{H}

ao vetor intensidade campo magnético instantâneo.

Intensidade de Radiação

A intensidade de radiação é um parâmetro na análise de campo distante que corresponde à de radiação de uma antena em determinado ângulo sólido, sendo definido na equação 3.2, ou seja, resulta da multiplicação do quadrado da distância pela densidade da radiação naquele ângulo.

$$U = r^2 W_{rad} \quad (3.2)$$

Diretividade

A diretividade corresponde à concentração de energia por intervalo de ângulo. Portanto, atua de forma inversa à largura de feixe, pois quanto menor a largura de feixe, maior será a diretividade da radiação do feixe de onda. Matematicamente, corresponde à razão entre a intensidade de radiação em alguma direção e a intensidade de radiação média da antena, como indicado na Equação 3.3.

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (3.3)$$

Em (3.3), P_{rad} corresponde à potência radiada para uma antena isotrópica.

Ganho

O ganho de uma antena é um parâmetro que corresponde a uma medida adimensional muito prática, que é descrita como a razão entre a intensidade de radiação numa direção e a potência total recebida na entrada da antena, sendo definido na Equação 3.4.

$$G = \frac{4\pi U}{P_{in}} \quad (3.4)$$

Muitas vezes o ganho é descrito em dB, assim para transformar G para dB, basta aplicar o logaritmo conforme indicado na Equação 3.5.

$$G(dB) = 10 \log_{10}(G) \quad (3.5)$$

Largura de Banda

A largura de banda de uma antena corresponde a uma faixa de frequência em que a antena atende a requisitos de desempenho mínimo para uma determinada tecnologia. É comum observar inicialmente a perda de retorno de uma antena para depois conferir se a antena atende a outros requisitos como ganho e diagrama de radiação por toda sua faixa de operação. Também é muito conhecida pela sigla “BW”, contração do inglês *bandwidth*.

No caso de sistemas de comunicação, a largura de banda é a faixa de frequência que pode ser utilizada para alocar os canais de comunicação da tecnologia de interesse.

Polarização

A polarização corresponde à inclinação dos campos elétricos e magnéticos. A performance de uma antena depende da orientação do campo eletromagnético e da estrutura física da antena, pois caso a onda recebida e a antena não tenham a mesma polarização, ela não atuará adequadamente. Um exemplo comum para entender o efeito da polarização é o caso de um dipolo, pois caso a polarização da onda eletromagnética esteja a 90° da disposição física dos dipolos, então a antena não ressonará a essa onda, mesmo que ela esteja na frequência de ressonância do dipolo. Porém, se por sua vez as orientações forem iguais, a recepção será máxima. Essas relações podem ser explicadas matematicamente pelas equações 3.6 e 3.7 da intensidade de campo elétrico instantâneo. O efeito da polarização está ilustrado na Figura 3.5.

$$\mathcal{E}_x = E_{xo} \cos(\omega t + kz + \phi_x) \quad (3.6)$$

$$\mathcal{E}_y = E_{yo} \cos(\omega t + kz + \phi_y) \quad (3.7)$$

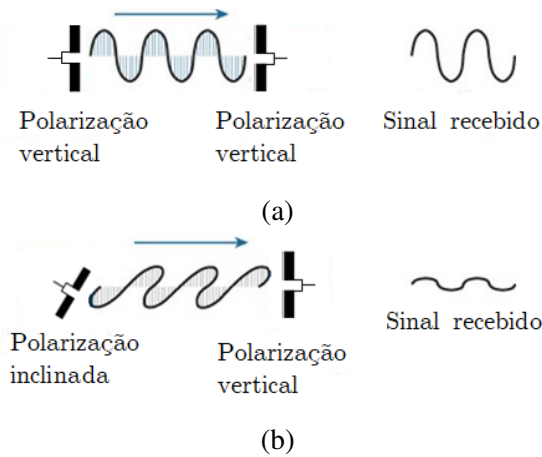


Figura 3.5: Efeito na recepção do sinal devido à polarização entre antenas dipolos. (a) Polarizações iguais e (b) polarizações diferentes.

A polarização se apresenta normalmente de 3 formas, são elas:

- **Polarização linear** é quando a diferença de fase temporal entre duas componentes da onda é múltipla de π rad.
- **Polarização circular** corresponde a polarização quando $\mathcal{E}_x = \mathcal{E}_y$ e a diferença das componentes deve ser múltipla ímpar de $\pi/2$.
- **Polarização elíptica** acontece quando $\mathcal{E}_x \neq \mathcal{E}_y$ e a diferença temporal é múltipla de $\pi/2$, ou quando independe da magnitude dos campos, a diferença de fase não é múltipla de $\pi/2$.

Relação de Onda Estacionária

Ou *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR) é a relação entre a máxima e a mínima tensão ao longo de uma linha de transmissão, relacionando o nível de onda refletida e incidente, assim indica o nível de eficiência da antena com o terminal de entrada, ou seja, indica o casamento de impedância entre o terminal de entrada e o elemento que emite radiação da antena. Na Tabela 3.1 pode-se verificar como o VSWR varia conforme o “casamento de impedância” e a “perda de retorno” melhoram, as tonalidades de cinza significam que quanto mais escuro, melhor é a resposta da antena naquela frequência f_0 .

Tabela 3.1: Relação entre VSWR e Perda de Retorno

VSWR	Perda de retorno (S11)
1.01	-46.1
1.05	-32.3
1.10	-26.4
1.20	-20.8
1.30	-17.7
1.40	-15.6
1.50	-14.0
1.75	-11.3
2.00	-9.5
2.50	-7.4
3.01	-6.0

3.2 Microfita

As antenas de microfita, tipicamente, são constituídas de um elemento que emite radiação, um substrato dielétrico e um plano de terra. Portanto, modificações nesses parâmetros causam implicações diretas no desempenho da antena, assim como acréscimo de refletores (Balanis 2005).

Devido ao avanço recente das tecnologias, aliado à construção cada vez mais sofisticada de circuitos integrados de micro-ondas, existe atualmente uma exigência muito maior para o desenvolvimento de antenas planares, como as antenas de microfita. As antenas de microfita foram inicialmente propostas por (Deschamps 1953). No entanto, pesquisas sobre as características das antenas planares ganharam força a partir da década de 70 com os trabalhos de Byron, Howell e Munson. A partir da década de 90, as pesquisas foram se intensificando com aplicações práticas, como por exemplo o trabalho de (McGirr e Camwell 1990) e (Petosa et al. 1992), com a utilização de antenas de microfita em aparelhos celulares, para comunicação sem fio.

A configuração retangular (Figura 3.6) é uma das formas padrões de antenas de microfita. Vários modelos matemáticos foram desenvolvidos para estudar as propriedades dessas antenas.

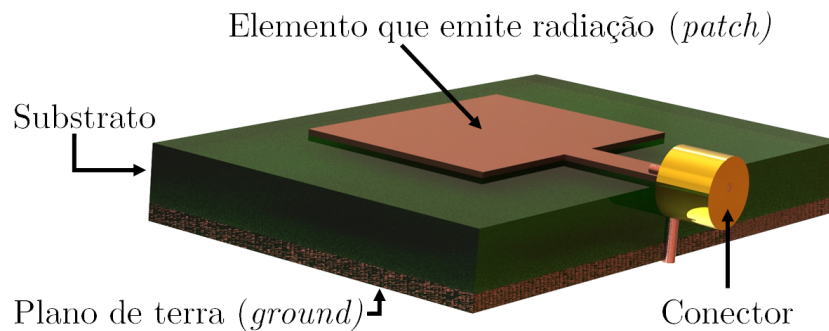


Figura 3.6: Antena de microfita típica.

A alimentação do *patch* pode ocorrer de várias maneiras, destacando-se a alimentação por meio de cabo coaxial (Figura 3.7), linha de microfita (Figura 3.8), acoplamento por proximidade e acoplamento por abertura.

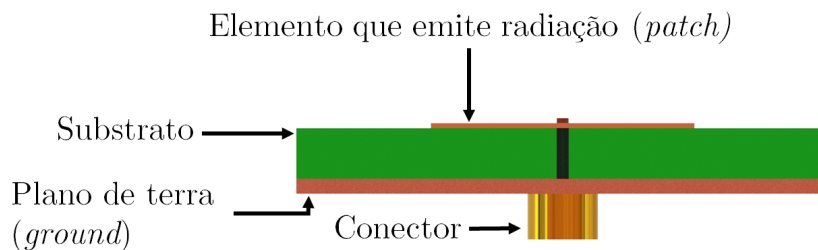


Figura 3.7: Antena de microfita com alimentação por cabo coaxial.

A alimentação por linha de microfita é definida pelo uso de teoria de linhas de transmissão, permitindo efetuar o casamento de impedância, enquanto a alimentação por cabo coaxial deverá ser casada de acordo com o ponto de alimentação.

Os métodos de análise mais conhecidos são o da Linha de Transmissão, o Método dos Momentos (MoM), o Modelo da Cavidade, o Método da Linha de Transmissão Equivalente (LTE), o Método da Imitância e o Método dos Potenciais Vetoriais de Hertz.

3.3 Fractal

Os fractais são estruturas não euclidianas que possuem dimensões não convencionais. As formas mais conhecidas são os fractais matemáticos, pois esses possuem uma repetição infinita de um padrão ou estrutura, que com infinitas repetições pode gerar uma figura com dimensões finitas, porém com perímetro infinito.

Portando, ao dividir um fractal em partes, ele deverá remontar a figura padrão. Assim, no caso de um fractal com infinitas repetições, a parte selecionada tem a mesma imagem do elemento gerador, como mostrado na Figura 3.9.

O termo fractal foi descrito inicialmente por Benoît Mandelbrot, em 1975, originando-se do latim *fractus* que significa “fração” ou “quebrado” em português (Xu et al. 1993). A partir daí, foram introduzidas as definições para o estudo dessa geometria não-euclidiana.

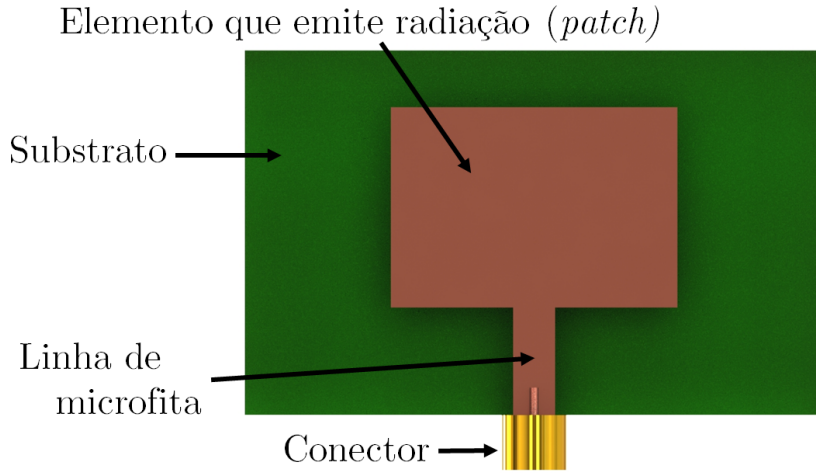


Figura 3.8: Antena de microfita com alimentação por linha de microfita.

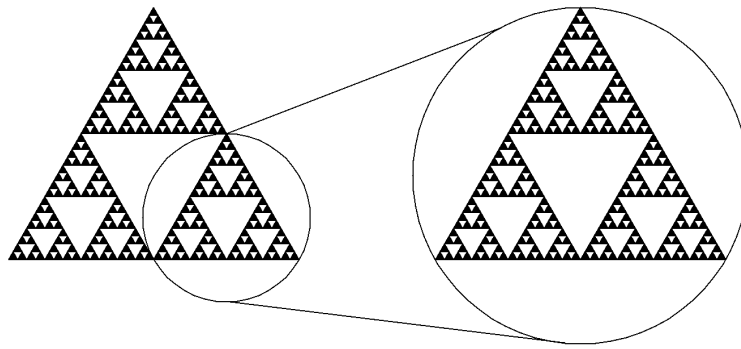


Figura 3.9: Fractal de Sierpinski.

Na geometria euclidiana as dimensões são organizadas no espaço por R^n , pois a dimensão sugere que aquele é o espaço requerido para localizar um ponto nesse conjunto. No caso de um plano, a dimensão euclidiana é 2, constituindo um espaço R^2 , necessitando assim de duas coordenadas para descrever qualquer ponto do espaço, como (x, y) . Entretanto, no caso dos fractais a dimensão é descrita de forma diferente, pois refere-se à dimensão do conjunto autossimilar. Portanto, ao considerar um conjunto Q , o qual pode ser dividido em N réplicas distintas, de modo que ao serem ampliadas por um fator $f_a > 1$ torna-se-ão idênticas ao conjunto predecessor q . Assim, podemos escrever sua representação matemática pela Equação 3.8.

$$N = f_a^{D_K} \quad (3.8)$$

Onde D_K é dimensão do conjunto autossimilar ou também chamada dimensão de similaridade.

Portanto, a dimensão do conjunto autossimilar pode ser definida aplicando-se o logaritmo em ambos os lados da Equação 3.9, tal que:

$$D_{\kappa} = \frac{\log(N)}{\log(f_a)} = \frac{\log(\text{num. de repetições})}{\log(\text{fator de ampliação})} \quad (3.9)$$

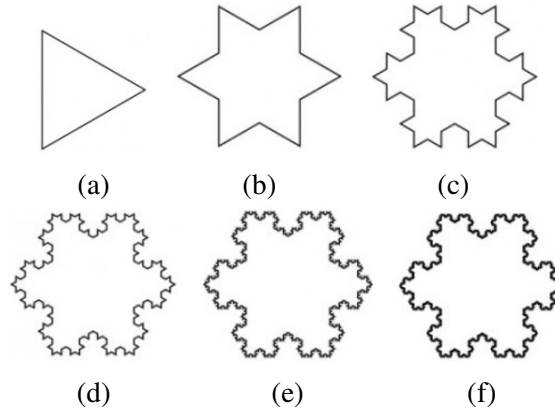


Figura 3.10: Diferentes interações do fractal floco de neve de Koch. Diferentes níveis são mostrados: (a) $\kappa = 0$, (b) $\kappa = 1$, (c) $\kappa = 2$, (d) $\kappa = 3$, (e) $\kappa = 4$ e (f) $\kappa = \infty$.

As imagens da Figura 3.10 correspondem ao floco de neve de Koch, mostrado em iterações crescentes, cujo procedimento de formação entre uma iteração e outra é que cada segmento de reta foi subdividido em 4 partes menores idênticas ao original, sendo cada uma $1/3$ do tamanho original. Portanto, usando a definição da Equação 3.9 nesse fractal encontra-se a dimensão desse fractal como é mostrado em (3.10).

$$D = \frac{\log(N)}{\log(f_a)} = \frac{\log(4)}{\log(3)} = 1.26185 \quad (3.10)$$

Os fractais podem se apresentar de formas bastantes distintas quando comparado aos fractais clássicos, além disso, novas estruturas ao longo dos anos são consideradas fractais por alguns autores como (Klinkenberg e Goodchild 1992), que analisam paisagens e as compara, sugerindo que a estrutura possui um comportamento fractal, mesmo não sendo possível confirmar essa hipótese.

Apesar disso, existem algumas características que são mais comuns em fractais, mas não necessárias, são elas:

- **Complexidade infinita** é quando o nível de detalhe do fractal é infinito, por exemplo, no caso floco de neve de Koch seria uma figura com dimensões finitas, porém com perímetro infinito.
- **Autossimilaridade** é fenômeno de replicação dimensionada de uma estrutura, de tal forma que seja possível ver a figura original observando sua réplica.

Os fractais são essenciais para descrever fenômenos complexos da natureza em que cálculos baseados nas geometrias tradicionais não são capazes de fazê-los, como por exemplo turbulências, raios ou nuvens.



Figura 3.11: Folha de samambaia com destaque para uma réplica escalonada da estrutura maior.

Os fractais são recorrentes na natureza, mas devido às limitações da matéria, nenhum objeto real consegue se apresentar como fractal infinito. Podem ser classificados como:

- **Fractal Isotrópico** corresponde ao caso em que as estruturas replicadas possuem o mesmo tamanho da estrutura geradora.
- **Fractal Anisotrópico** é o oposto do caso isotrópico, ou seja, as dimensões das réplicas impostas pelo fator de escala são diferentes de 1, como por exemplo a folha de samambaia (Figura 3.11).

Segundo a Motorola, a utilização de fractais em antenas, pode gerar resultados de miniaturização, ganho e diretividade 25% superiores em relação aos formatos euclidianos (Mishra e Mishra 2007).

3.4 Superfícies Seletivas de Frequência

As superfícies seletivas de frequências são filtros eletromagnéticos espaciais, as quais se apresentam na forma de arranjos periódicos, comumente bidimensionais. Portanto, dependendo do tipo de elemento que preenche a célula, ela irá apresentar desempenho compatível com um filtro passa-faixa ou um filtro rejeita-faixa. Os elementos metálicos (Figura 3.12) podem ser impressos sobre uma ou mais camadas dielétricas, dependendo da resposta desejada. As propriedades de filtragem de frequência dependem do preenchimento escolhido, materiais e tamanho da célula (Munk 2005).

Muitos trabalhos têm sido desenvolvidos para descrever como uma FSS responde à incidência de ondas eletromagnéticas em relação à transmissão e à reflexão. Há uma

variada lista de referências sobre análises dessas estruturas. Dentre as contribuições relevantes estão as de (Kieburtz e Ishimaru 1961), e de (Chen 1973) com o método de equação integral.

Quando um elemento do tipo dipolo de comprimento múltiplo de meio comprimento de onda é submetido a uma fonte de RF, ele irá ressonar nessa frequência. Além disso, quando vários desses dipolos são dispostos na forma de um arranjo periódico, por exemplo, haverá a concentração de energia radiada em determinadas direções. Isso acontece devido ao atraso de fase apresentado pela corrente de indução entre cada elemento e o seguinte, conforme (Wu 1995).

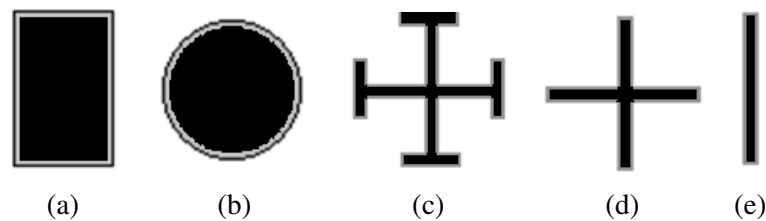


Figura 3.12: Elementos comuns de células de FSS. (a) *Patch* retangular, (b) *patch* circular, (c) cruz de Jerusalém, (d) dipolo em cruz e (e) dipolo fino.

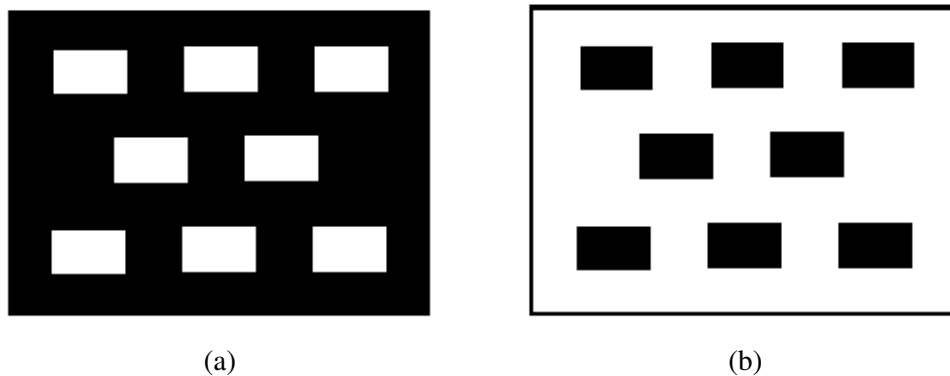


Figura 3.13: Tipos de preenchimento de células de uma FSS: (a) configuração tipo abertura e (b) Configuração tipo patch.

É comum considerar dois tipos de preenchimento com elementos metálicos numa FSS: o tipo abertura (Figura 3.13a) e tipo *patch* (Figura 3.13b). No primeiro caso, a resposta se assemelha à de um filtro passa-faixa (Figura 3.14a) e pode ser considerado como tal. Por sua vez, o segundo tipo responde na forma de um filtro rejeita-faixa (Figura 3.14b). Em geral, o tipo *patch* ressona bloqueando frequências que o tipo abertura não ressona.

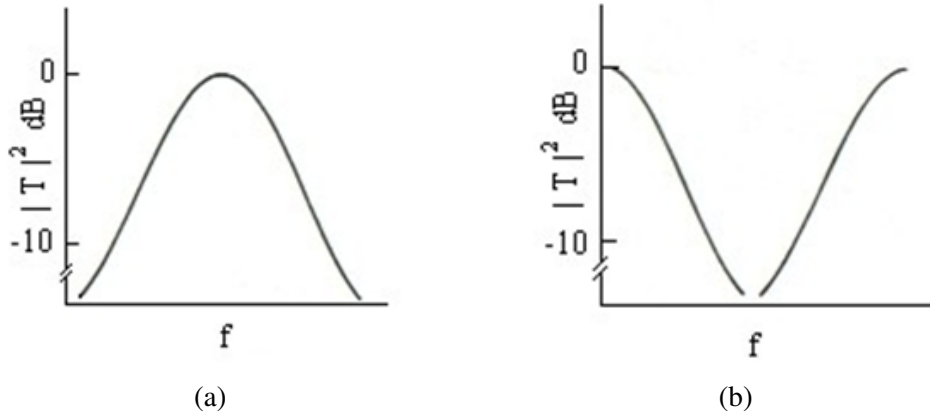


Figura 3.14: Resposta típica na transmissão de acordo com o tipo de preenchimento de célula de uma FSS: (a) resposta típica do tipo abertura e (b) resposta típica do tipo *patch*.

3.5 Teorema de Floquet

O resultado de que uma equação diferencial linear vetorial com coeficientes periódicos contínuos, $\dot{y} = P(t)y$, possui uma matriz fundamental da forma da Equação 3.11.

$$Y(t) = Z(t)e^{Rt} \quad (3.11)$$

onde Z possui o mesmo período de P , e R é uma matriz de constantes (Munk 2005).

3.6 Caracterização de uma FSS

A forma mais comum de analisar uma FSS complexa é através do método dos momentos, como descrito em (Harrington 1993) e utilizado no Ansys Designer. Para uma FSS disposta no ar, define-se uma onda plana incidindo no plano $z = 0$ (Figura 3.15), como mostra a Equação 3.12.

$$\begin{pmatrix} E_x^{inc}(x,y) \\ E_y^{inc}(x,y) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_x^{inc}(\alpha_0, \beta_0) \\ E_y^{inc}(\alpha_0, \beta_0) \end{pmatrix} \cdot e^{j(\alpha_0 x + \beta_0 y)} \quad (3.12)$$

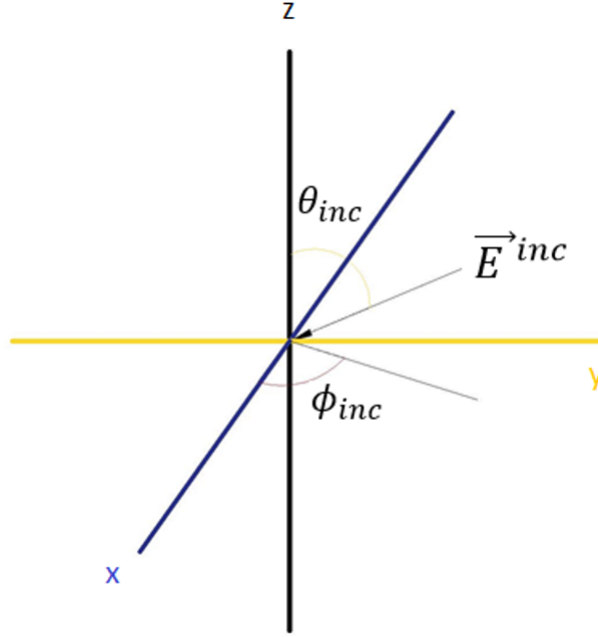
onde

$$\alpha_0 = k_0 \sin \theta_{inc} \cos \phi_{inc} \quad (3.13)$$

$$\beta_0 = k_0 \sin \theta_{inc} \sin \phi_{inc} \quad (3.14)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (3.15)$$

e θ_{inc} e ϕ_{inc} são ângulos de incidência da onda (conforme Figura 3.15).

Figura 3.15: Campo incidente num *patch* imerso no ar eixo Z.

Dessa incidência surge o campo espalhado (Equação 3.16).

$$\vec{E}^S = -j\omega\mu_0\vec{A} + \frac{1}{j\omega\epsilon_0}\nabla\nabla\cdot\vec{A} \quad (3.16)$$

Em (3.16) μ_0 é a permeabilidade magnética e ϵ_0 é a permissividade elétrica do espaço livre. \vec{A} corresponde ao potencial magnético e pode ser escrito como $\vec{A} = \vec{\bar{Z}} * \vec{J}$. Por sua vez, \vec{J} corresponde à densidade de corrente elétrica no *patch* e $\vec{\bar{Z}}$ é uma matriz obtida na determinação da função diádica de Green no espaço livre.

Pela consideração de condutor perfeito, considera-se a Equação 3.17:

$$\vec{E}_T = \vec{E}^S + \vec{E}^{inc} = 0 \quad (3.17)$$

Isolando \vec{E}^{inc} , obtém-se a Equação 3.18.

$$\vec{E}^{inc} = -\vec{E}^S = j\omega\mu_0\vec{A} - \frac{1}{j\omega\epsilon_0}\nabla\nabla\cdot\vec{A} \quad (3.18)$$

Devido as considerações da posição do *patch* e do tipo de condutor, não tem componente do potencial \vec{A} no eixo z. Aplicando o laplaciano e o gradiente em \vec{E}^{inc} , obtém-se a Equação 3.19.

$$-\begin{pmatrix} E_x^{inc} \\ E_y^{inc} \end{pmatrix} = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \begin{bmatrix} \frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_0 & \frac{\partial^2}{\partial x\partial y} \\ \frac{\partial^2}{\partial x\partial y} & \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Além disso, tem-se que $\partial \vec{A} / \partial x = j\alpha \vec{A}$ e $\partial \vec{A} / \partial y = j\beta \vec{A}$. Ao utilizar as propriedades da transformada de Fourier, utiliza-se a convolução, pois $\vec{A} = \vec{\bar{Z}} * \vec{\bar{J}}$, portanto, $\vec{\bar{Z}} * \vec{\bar{J}} \longleftrightarrow \vec{\tilde{Z}} \cdot \vec{\tilde{J}}$. Resolvendo as derivadas parciais em \vec{A} e transformando a equação para o domínio da frequência, obtém-se a Equação 3.20:

$$-\begin{pmatrix} \tilde{E}_x^{inc} \\ \tilde{E}_y^{inc} \end{pmatrix} = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \begin{bmatrix} k_0^2 - \alpha^2 & -\alpha\beta \\ -\alpha\beta & k_0^2 - \beta^2 \end{bmatrix} [\tilde{Z}] \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_y \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Utilizando a transformada inversa, obtém-se a Equação 3.21, que é característica para um *patch* condutor imerso no ar.

$$-\begin{pmatrix} E_x^{inc} \\ E_y^{inc} \end{pmatrix} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \begin{bmatrix} k_0^2 - \alpha^2 & -\alpha\beta \\ -\alpha\beta & k_0^2 - \beta^2 \end{bmatrix} [\tilde{Z}] \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_y \end{bmatrix} e^{j(\alpha x + \beta y)} d\alpha d\beta \quad (3.21)$$

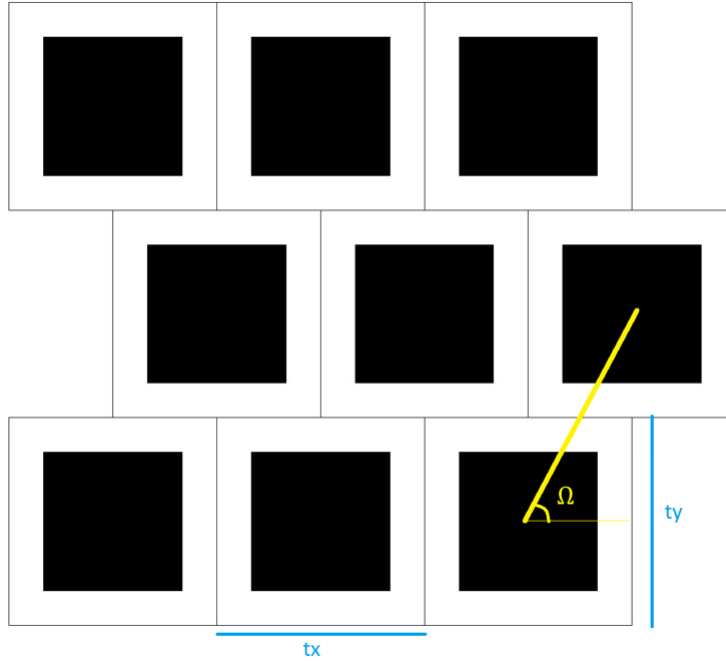


Figura 3.16: Arranjos de *patches* metálicos dispostos no ar.

Então ao estender a análise para um arranjo periódico, utiliza-se o teorema de Floquet, considerandado que o arranjo se estende em x e y (conforme Figura 3.16).

As correntes e campos de uma célula se repetem nas células adjacentes com a diferença da mudança linear de fase correspondente à fase relativa do campo incidente sobre outras células. Dessa forma, com periodicidade t_x e t_y nas direções x e y , usando o teorema de Floquet, obtém-se a Equação 3.22.

$$\vec{J}(x + t_x, y + t_y) = \vec{J}(x, y) e^{j(\alpha_0 t_x + \beta_0 t_y)} e^{j2m\pi} e^{j2n\pi} \quad (3.22)$$

Aplicando os resultados obtidos pelo teorema de Floquet na equação característica já conhecida (Equação 3.21), obtém-se a solução para o caso generalizado, conforme mostrado na Equação 3.23.

$$-\begin{pmatrix} E_x^{inc} \\ E_y^{inc} \end{pmatrix} = \frac{2\pi}{j\omega\epsilon_0 t_x t_y} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \begin{bmatrix} k_0^2 - \alpha_{mn}^2 & -\alpha_{mn}\beta_{mn} \\ -\alpha_{mn}\beta_{mn} & k_0^2 - \beta_{mn}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_y \end{bmatrix} e^{j(\alpha_{mn}x + \beta_{mn}y)} \quad (3.23)$$

em que

$$\alpha_{mn} = \alpha_0 + \frac{2\pi m}{t_x} \quad (3.24)$$

$$\beta_m = \beta_0 + \frac{2\pi n}{t_y \sin \Omega} - \frac{2\pi m}{t_x} \cot \Omega \quad (3.25)$$

Portanto, para analisar uma FSS através do Método dos Momentos (MOM), são seguidos os passos indicados na Figura 3.17.

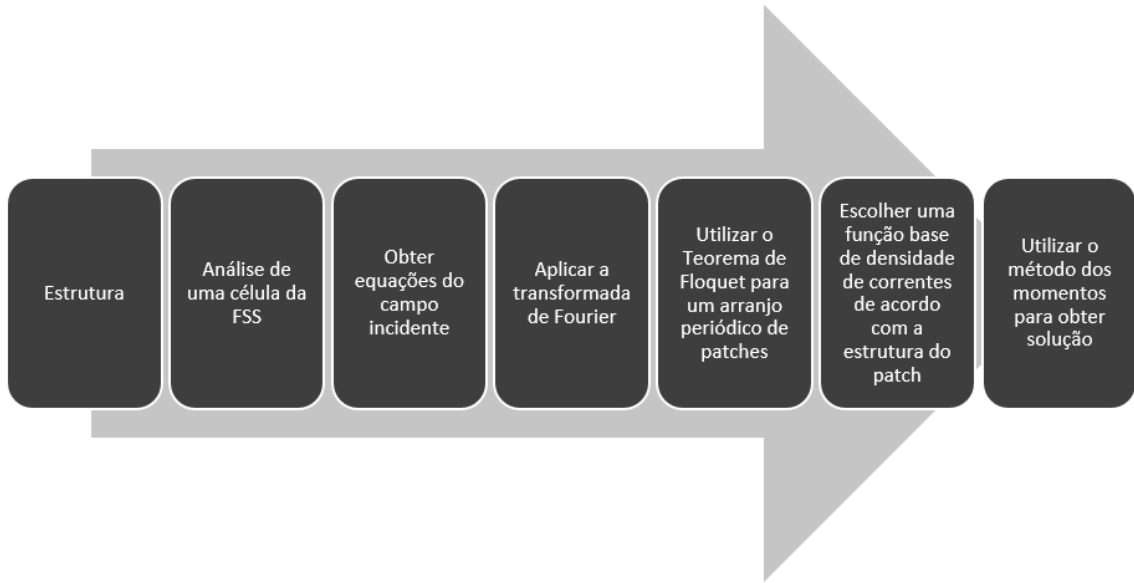


Figura 3.17: Passos para caracterizar a resposta de uma FSS através do MoM.

3.7 Projeto de Antenas Triangulares de Microfita

As antenas de microfita triangulares equiláteras podem ser analisadas através de várias fórmulas para operar numa frequência de operação f_0 . A Equação 3.26 é a mais simples, embora menos precisa.

$$f_{m,n} = \frac{2c}{3a\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{m^2 + mn + n^2} \quad (3.26)$$

onde c corresponde à velocidade da luz, a corresponde ao lado do triângulo equilátero, ϵ_r é a constante dielétrica relativa, e m e n indicam os modos de propagação da onda.

Note que é muito simples isolar o lado do triângulo equilátero a na Equação 3.26, podendo assim escolher a frequência de operação f_0 e obter a dimensão correspondente.

Contudo, há diversas propostas para corrigir a Equação 3.26, uma das mais simples delas é Equação 3.27, proposta por (Dahele e Lee 1989).

$$a' = a + \frac{t}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.27)$$

No qual a' corresponde a correção de a e t é a espessura do substrato.

A correção proposta por (Gang 1989) considera uma modificação na expressão proposta por (Dahele e Lee 1989). Neste caso, é utilizada a constante dielétrica efetiva, obtida através da equação 3.28.

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1)a'' \quad (3.28)$$

onde,

$$a'' = \frac{\sqrt{(A+H)H} - A \cdot \log\left(\sqrt{H} + \sqrt{A+H}\right)}{H} + \frac{A \cdot \log(A)}{2H} \quad (3.29)$$

em que,

$$A = 6\sqrt{3}t \quad (3.30)$$

$$H = \sqrt{3}\frac{a}{2} \quad (3.31)$$

É notório que para substratos muito finos comparados à dimensão do *patch*, a diferença entre ϵ_{eff} e ϵ_r é pequena, então a modificação proposta por Gang não surtirá muito efeito nas dimensões da antena triangular.

Existe várias fórmulas alternativas de correção para a , como por exemplo a proposta por (Kumprasert e Kiranon 1994), em que o raio equivalente do triângulo é utilizado nos cálculos, como segue:

$$a''' = a \left[1 + \frac{2t}{\pi\epsilon_r a_{eq}} \left[\log\left(\frac{a}{2t}\right) + (1.41\epsilon_r + 1.77) + \frac{t}{a}(0.268\epsilon_r + 1.65) \right] \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.32)$$

Capítulo 4

Desenvolvimento de Geometrias

4.1 Desenvolvimento dos Fractais de Espelho

Partindo de uma estrutura simples, como uma espira quadrada (Figura 4.1a), pode-se multiplicá-la sucessivamente como na Figura 4.1b e na Figura 4.1c para que tenha uma aparência de fractal do espelho (Figura 4.1d). Na Figura 4.1, é possível verificar a forma de desenvolvimento do *design* final inspirado em fractal. Dessa forma, é possível usar apenas algumas espiras que coincidam com as ressonâncias de interesse.

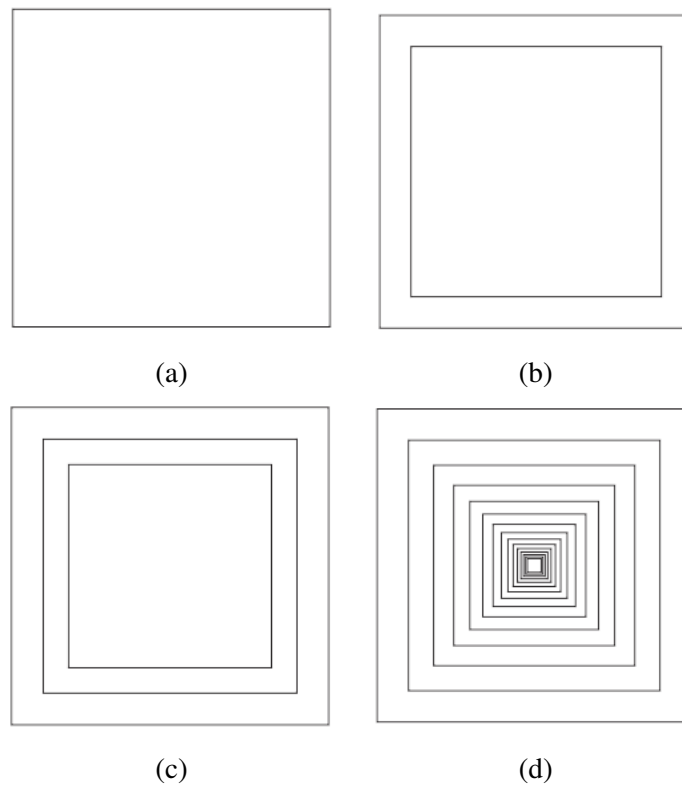


Figura 4.1: Evolução do fractal do espelho da espira quadrada. Espira quadrada (a) simples, (b) com uma inserção, (c) com duas inserções e (d) na forma de fractal do espelho.

Na Figura 4.2, o mesmo processo realizado para as espiras quadradas (Figura 4.1) é desenvolvido nos círculos. Portanto, é notório que esse desenvolvimento se estende para diferentes estruturas, podendo essa técnica ser usada para projetar filtros seletivos de frequências e antenas em frequências específicas com uma análise paramétrica simples nas dimensões da estrutura em análise e então aplicar o princípio da superposição, ou seja, na Figura 4.2a, há uma frequência de ressonância principal referente a essa estrutura, enquanto na Figura 4.2b, há a frequência de ressonância da primeira estrutura e da inserção operando de forma praticamente independentes se não estiverem próximas demais, por consequência, na estrutura apresentada na Figura 4.2c, ela apresentaria três ressonâncias, enquanto na estrutura que imita o fractal dos espelhos (Figura 4.2d), ela teria diversas multibandas, cada uma correspondentes a um círculo se olhado individualmente.

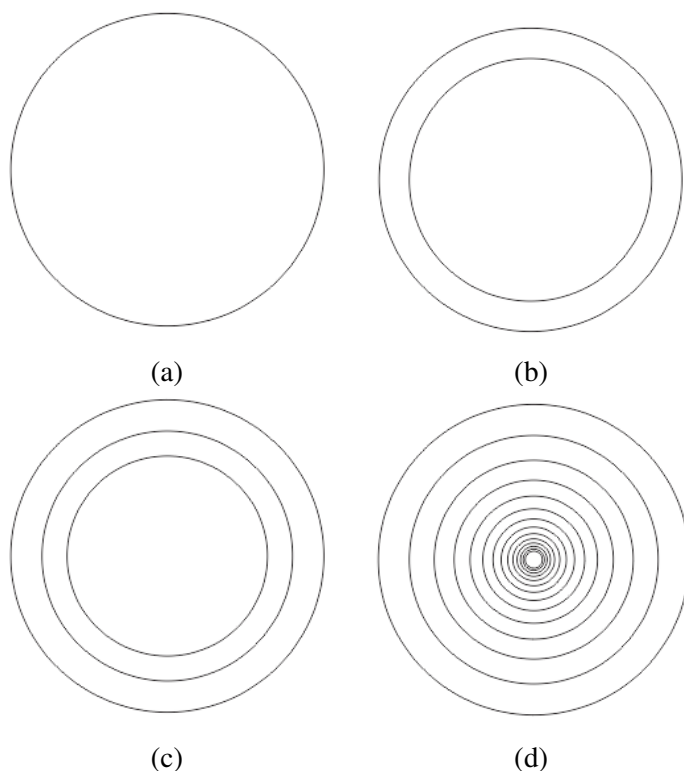


Figura 4.2: Evolução do fractal do espelho da espira anelar. Espira anelar (a) simples, (b) com uma inserção, (c) com duas inserções e (d) na forma de fractal do espelho.

4.1.1 Desenvolvimento dos fractais de espelho em planos maciços

É possível cascatear estruturas como planos finitos e maciços similarmente ao que foi feito com as linhas na Seção 4.1 de várias formas. Uma delas é ir “cortando” a estrutura maior em estruturas menores como mostrado na Figura 4.3.

Quando utilizadas em antenas, as estruturas podem estar interconectadas às estruturas próximas, como por exemplo, na Figura 4.4, a qual resulta da Figura 4.3b com interco-

nexões entre os elementos com material. Entretanto a superposição não é direta como na aplicação anterior, pois as estruturas internas influenciam na transmissão de energia para as estruturas externas.

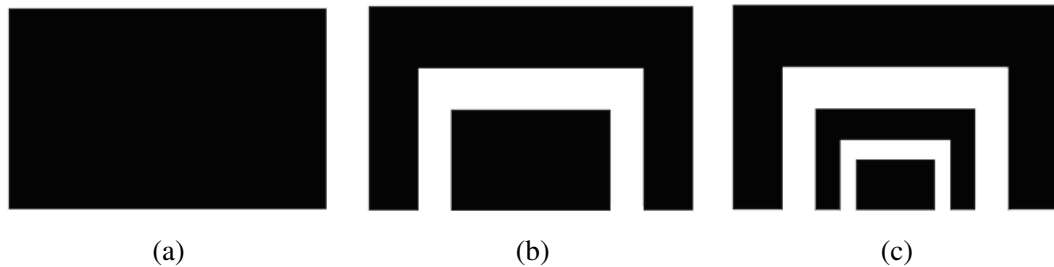


Figura 4.3: Evolução do fractal do espelho de uma placa retangular maciça na (a) ordem 0, (b) 1ª ordem e (c) 2ª ordem.



Figura 4.4: Fractal da imagem aplicado a placas maciças retangulares com interconexões de elementos.

4.2 Desenvolvimento do Fractal Quadrado de Hilbert

Partindo do fractal de Hilbert, é possível reorganizar sua formação para projetar um quadrado de Hilbert como mostrado na Figura 4.5, que corresponde a um fractal novo. Portanto, esse método se inspira no fractal original de Hilbert para que se adeque de forma satisfatória e previsível em estruturas de FSS. Essa estrutura tem como dimensão principal o segmento de lado representado por h (Figura 4.5b). Portanto, todo o projeto terá proporções dependentes dela e da quantidade de “garras” desejadas de cada lado. É evidente que é possível ainda desenvolver as “garras” em “subgarras”, como no fractal de Hilbert. Entretanto, devido a problemas de construção de protótipos com essas dimensões, o desenvolvimento será feito para a “garra” na primeira iteração.

Além disso, essa estrutura pode ser multiplicada com outras iterações dela mesma, assim como mostra a Figura 4.6, ou com outras estruturas mais simples, mas que desempenhem uma resposta desejada.

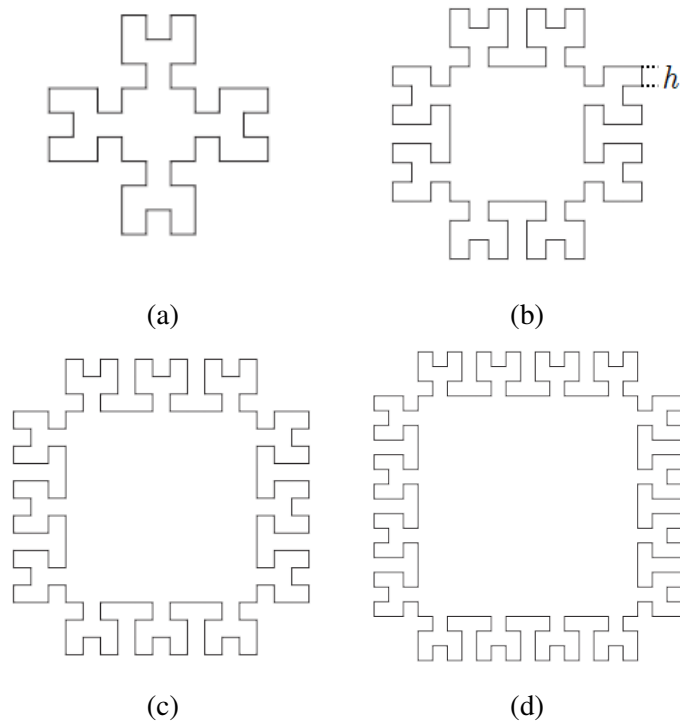


Figura 4.5: Evolução das interações laterais do fractal quadrado de Hilbert: 1ª ordem (a), 2ª ordem (b), 3ª ordem (c) e 4ª ordem (d).

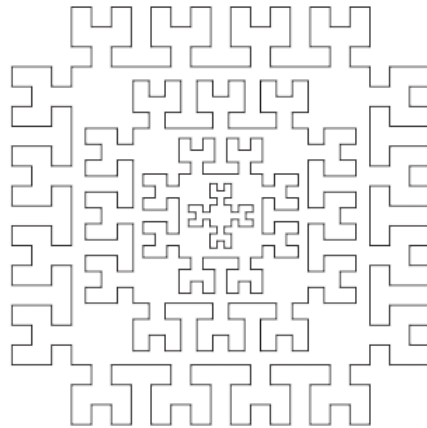


Figura 4.6: Preenchimento interno do quadrado de Hilbert com algumas iterações laterais de menor ordem.

4.3 Desenvolvimento do Fractal Triângulo de Sierpinski

A regra de formação desse fractal pode ser vista como um processo recursivo em que um triângulo é subdividido em 4 subtriângulos iguais com a remoção do triângulo central.

Esse procedimento é aplicado a cada um dos três triângulos resultantes. Então, depois de κ iterações têm-se 3^κ triângulos restantes de área $A_0 (1/f_a)^\kappa$, onde $\kappa = 0, 1, 2, \dots$ e A_0 é a área do triângulo equilátero inicial, logo, a área total do conjunto pode ser calculado pela Equação 4.1.

$$A_\kappa = A_0 - \sum_{i=1}^{\kappa} N_{ull} \cdot \frac{A_0}{f_a^{2i}} \quad (4.1)$$

onde A_κ corresponde à área total na interação κ e N_{ull} corresponde à quantidade de sub-triângulos vazios gerada na interação i .

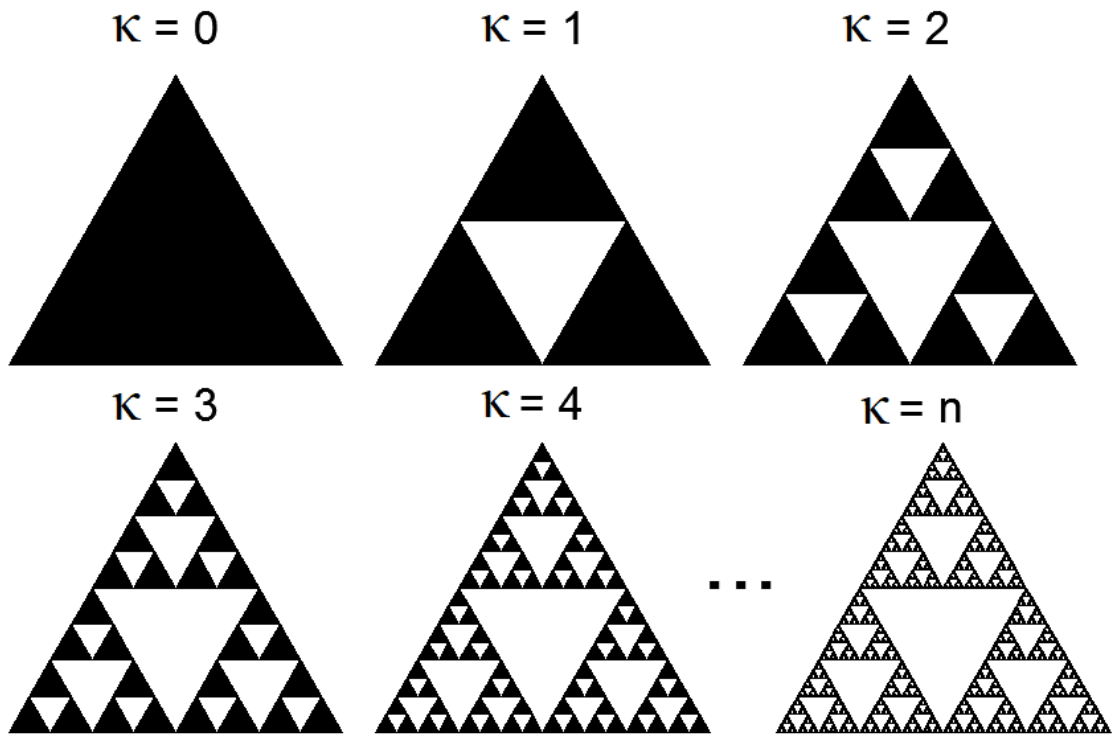


Figura 4.7: Fractal de Sierpinski em várias iterações distintas.

A Figura 4.7 mostra que o número de réplicas é $N = 3$, ou seja, para o nível seguinte de fractal, usa-se 3 elementos do fractal anterior. O fator de ampliação da figura nesse caso é $f_a = 2$, assim:

$$D_\kappa = \frac{\log(N)}{\log(f_a)} = \frac{\log(3)}{\log(2)} \approx 1,585$$

A Figura 4.8 mostra diversas configurações possíveis do triângulo de Sierpinski ($\kappa = 1$), contudo quando $D_\kappa \approx 1,585$ corresponde a configuração mais comum desse fractal e, nesse caso, a Equação 4.1 pode ter a variável N_{ull} substituída por 3^{i-1} , facilitando assim o cálculo da área.

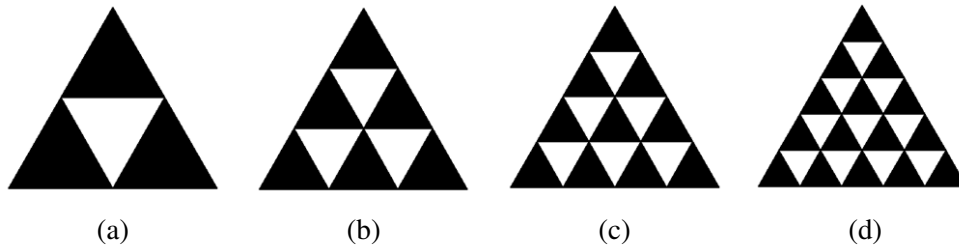


Figura 4.8: Várias dimensões do conjunto autossimilar para o triângulo de Sierpinski com (a) $D_K = 1,585$, (b) $D_K = 1,631$, (c) $D_K = 1,661$ e (d) $D_K = 1,683$

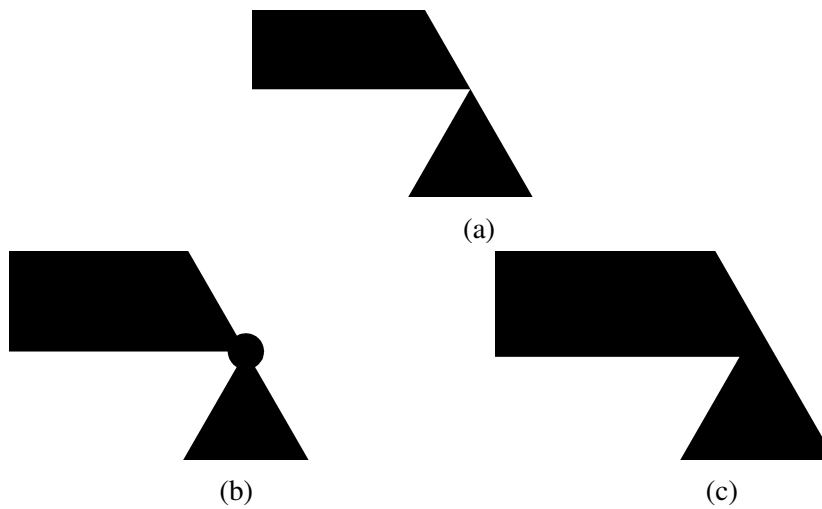


Figura 4.9: Problema e soluções propostas para conexão dos triângulos no fractal de Sierpinski: (a) problema do caso ideal, (b) solução de conexão através (b) de discos conectivos e (c) escalonamento dos subtriângulos.

Essa técnica de fractal separa triângulos deixando-os conectados por uma conexão infinitamente pequena como mostra a Figura 4.9a. Este problema deve ser corrigido, para que haja fluidez da corrente elétrica por toda a estrutura, caso contrário, a conexão infinitesimal entre os elementos terá uma resistência muito alta.

É evidente que seja necessário encontrar uma alternativa para a conexão entre sub-triângulos para que seja possível encontrar uma resposta que aproveite melhor o fractal. Na 4.9 são exibidas possíveis soluções conforme Figura 4.9b e 4.9c, respectivamente, na primeira usa-se um pequeno disco conectiva para possibilitar melhor casamento de impedância entre subtriângulos. Enquanto na segunda solução, é usado um fator de escala nos subtriângulos entre *patches* para possibilitar a conexão elétrica por toda a estrutura.

4.4 Desenvolvimento de Estruturas Bioinspiradas

Como visto na Seção 3.3, estruturas com dimensões autossimilares estão em abundância na natureza. Algumas até parecem se repetir em outras plantas de outras famílias. É interessante usar estruturas de folhas, pois elas funcionam coletando energia solar para os processos de geração de energia das plantas.

Para que seja documentada a diferença de ressonância de FSS inspiradas em folhas, foram escolhidas três modelos de espécies diferentes, porém da mesma família, para que possa ser verificada a existência de vantagens no uso dessas estruturas.

As três espécies escolhidas são do gênero *Oxalis*. A primeira analisada é a *Oxalis Triangularis*, a qual possui três eixos de simetria com folhas que se assemelham a triângulos, porém com os vértices arredondados como pode ser visto na Figura 4.10.



Figura 4.10: Foto da planta *Oxalis Triangularis*.

A *Oxalis Tetraphylla* (Figura 4.11), possui quatro eixos de simetria, isso implicará em elementos menores, se for considerado o mesmo tamanho de célula entre elas. Apesar de anatomicamente se parecer com um trevo de quatro folhas, as relações entre as dimensões envolvidas são diferentes.

Por fim, tem-se o desenvolvimento da *Oxalis Lasiandra* Figura 4.12, a qual possui 8 eixos de simetria, assemelhando-se a imagem do brilho de estrela vista de muito longe.



Figura 4.11: Foto da planta *Oxalis Tetraphylla*.



Figura 4.12: Foto da planta *Oxalis Lasiandra*.

Capítulo 5

Experimentos e Resultados

Os elementos foram analisados e otimizados através de análises paramétricas que deixaram o resultado satisfatório para o desempenho desejado. O Capítulo 4 apresentou o processo de formação das estruturas que serão abordadas nesse capítulo. A maioria dos resultados mostrados está otimizada em alguns protótipos para comparar com os resultados obtidos através de simulação pelos programas Ansys Designer e Ansys HFSS.

5.1 Múltiplas Espiras Quadradas para Operação em Multibandas

O objetivo deste trabalho é, diferentemente dos trabalhos previamente citados no Capítulo 2, apresentar métodos de projeto objetivos e simples que possam ser utilizado de forma prática para a tecnologia de Wi-Fi ou quaisquer faixas de frequência de interesse. Por meio da parametrização, será possível obter as frequências de ressonâncias desejadas, como operação em padrões IEEE.

Neste projeto, são utilizados apenas duas espiras quadradas para gerar banda dupla, contudo nada impede o uso de mais elementos, pois ao fazê-lo, obtêm-se mais frequências de ressonâncias relativas às dimensões das estruturas inseridas. Os resultados simulados foram obtidos através do Ansys Designer.

5.1.1 Análise de parâmetros da espira quadrada

Uma espira quadrada pode ser definida por dois parâmetros, o comprimento do lado L e a largura da linha w (Figura 5.1). Os limites da célula são mantidos constantes, devido a otimização da fabricação dos protótipos.

A Figura 5.1 mostra uma geometria simétrica com espaços sem preenchimento que podem ser utilizados para adicionar novas estruturas na mesma célula.

Na Figura 5.2, pode-se ver o efeito da FSS na transmissão de uma espira quadrada com largura $w = 0,4$ mm para diversos comprimentos L , mas os limites da célula são reajustados para ficarem compatíveis aos comprimentos L .

Para obter o tamanho de uma inserção, deve-se manter os limites da célula constantes, compatíveis com a espira que possua L maior.

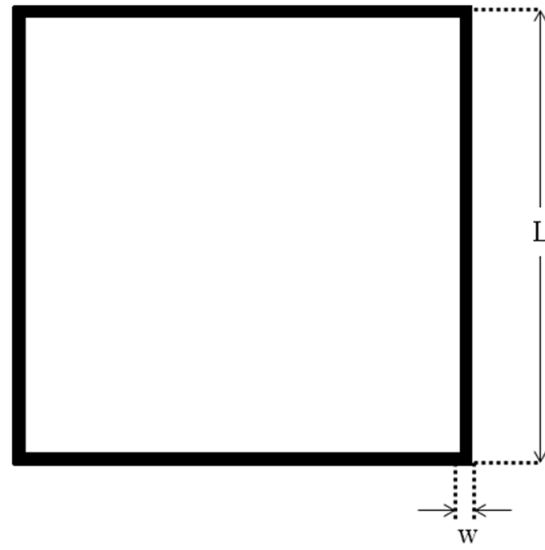


Figura 5.1: Espira quadrada simples com marcações de comprimento e largura.

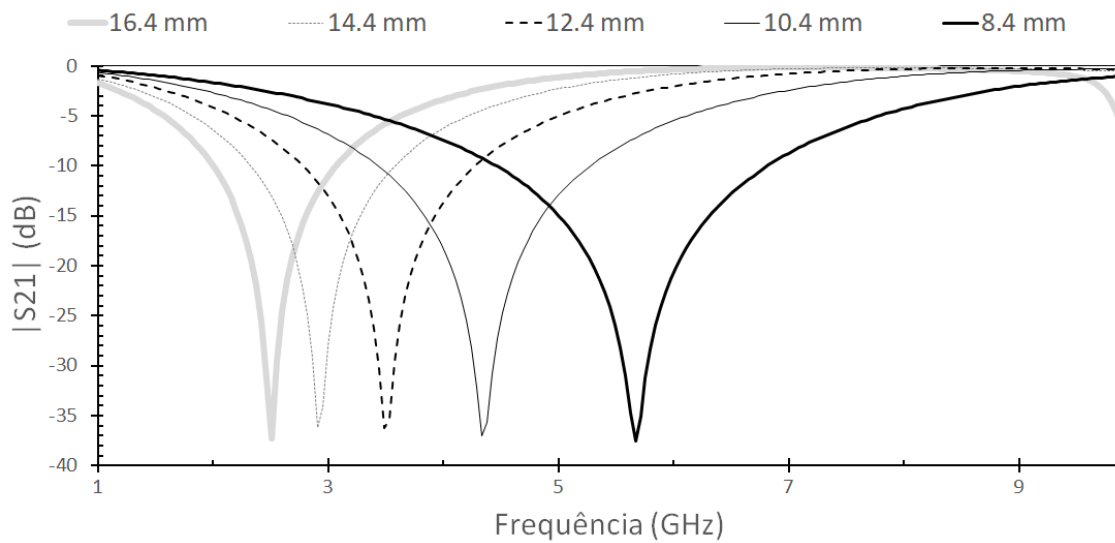


Figura 5.2: Frequências de ressonância com a variação de L , mantendo w constante.

Mantendo L constante, verifica-se o efeito de w na espira simples. Os resultados são mostrados na Figura 5.3. É notória, a diferença na largura de banda para os diferentes w . A largura w escolhida é 0,4 mm devido ao método de fabricação dos protótipos e aproveitamento para novos trabalhos com inserção de novos elementos.

5.1. MÚLTIPLAS ESPIRAS QUADRADAS PARA OPERAÇÃO EM MULTIBANDAS 37

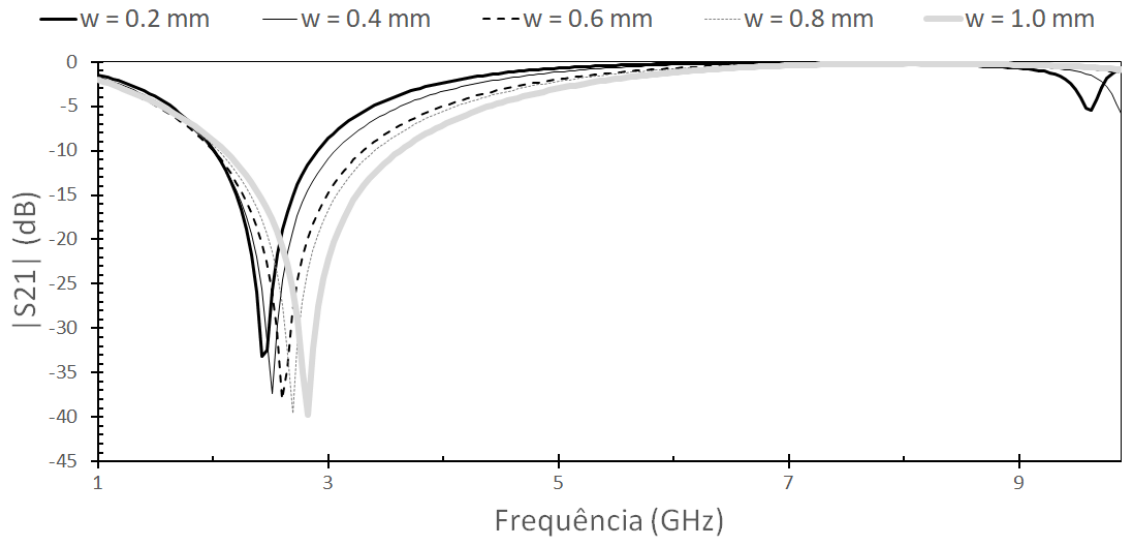


Figura 5.3: Frequências de ressonância com a variação de w e L constante.

5.1.2 Análise de inserção de espiras quadradas

Devido ao espaço não utilizado da célula da espira quadrada (Figura 5.1), será projetada uma geometria similar à exibida no Capítulo 4 na Figura 4.1b, inserindo uma segunda espira, porém com um comprimento $L_1 < L_2$, tal que possa para operar em torno de 6 GHz, mas a largura w será mantida igual entre as duas espiras quadradas. O projeto final para Wi-Fi dessa geometria inspirado em fractais de espelho pode ser observado na Figura 5.4.

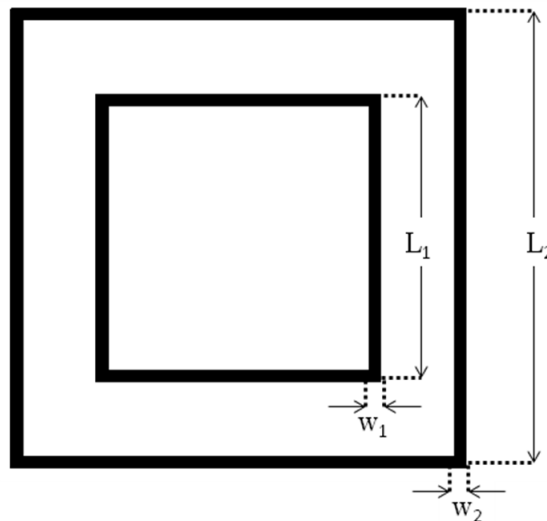


Figura 5.4: Projeto de duas espiras quadradas concêntricas inspiradas no fractal do espelho.

Tabela 5.1: Parâmetros das espiras quadradas utilizados no projeto para operação em duas bandas.

L_1	L_2	w_1	w_2	Tamanho da célula	ϵ_r
10,4 mm	16,6 mm	0,4 mm	0,4 mm	17,4 mm x 17,4 mm	4,4

Utilizando os valores da Tabela 5.1 em estruturas de FSS com espiras quadradas simples, obtêm-se duas curvas distintas, uma operando em torno de 2,45 GHz e outra em 5,5 GHz. Então quando ocorre a inserção da estrutura de comprimento L_1 no espaço não utilizado da estrutura de comprimento L_2 , obtém-se a fusão das duas curvas (Figura 5.5), ou seja, agora a FSS de camada simples irá operar em duas bandas.

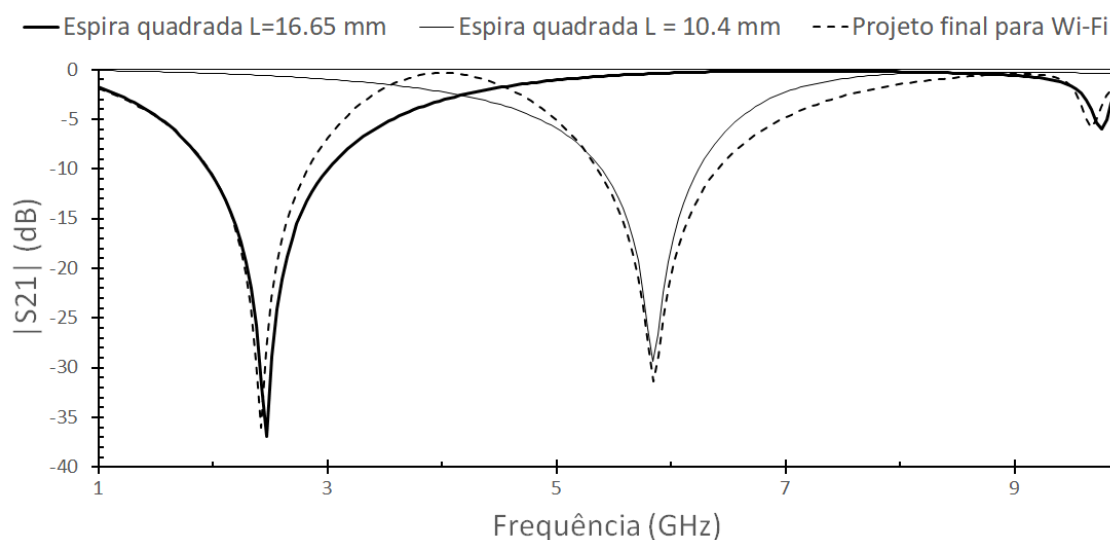


Figura 5.5: Comparação da frequência de ressonância entre espiras quadradas de $L_1 = 10,40$ mm, $L_2 = 16,65$ mm e o projeto final com duas espiras para Wi-Fi.

5.1.3 Fabricação e caracterização experimental das espiras quadradas

O protótipo fabricado (Figura 5.6) possui as dimensões do projeto final para Wi-Fi, apresentado na Seção 5.3.2. Sua fabricação foi realizada através do método de adesivo e corrosão com percloro de ferro, em um substrato de FR-4 de 1,59 mm de espessura, comprimento e largura de uma folha A4.

As medições foram feitas nos Laboratórios do Departamento de Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal do Rio Grande do Norte (UFRN) e do Instituto Federal da Paraíba (IFPB). Para a medição, a FSS é posta entre duas antenas do tipo corneta conectadas em um *network analyzer*, uma funcionando como Tx (transmissora) e a

5.1. MÚLTIPLAS ESPIRAS QUADRADAS PARA OPERAÇÃO EM MULTIBANDAS³⁹

outra como Rx (receptora), para que seja verificada a sua influencia através do coeficiente de transmissão (S_{21}) entre elas.

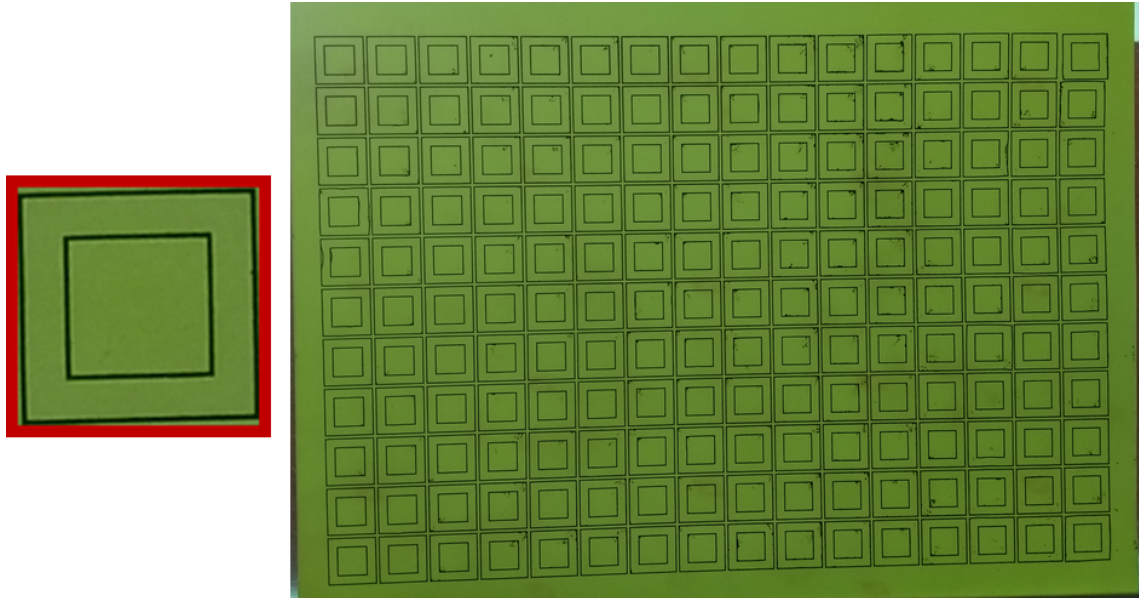


Figura 5.6: Protótipo fabricado para operação em duas bandas.



Figura 5.7: *Setup* de medição para caracterização experimental das espiras quadradas.

Para essa estrutura, os resultados simulados e medidos foram consistentes, apresentando estabilidade angular (medida até 40°), demonstrando a possibilidade de inserir estruturas na mesma célula e camada. Os resultados obtidos estão apresentados na Figura 5.8.

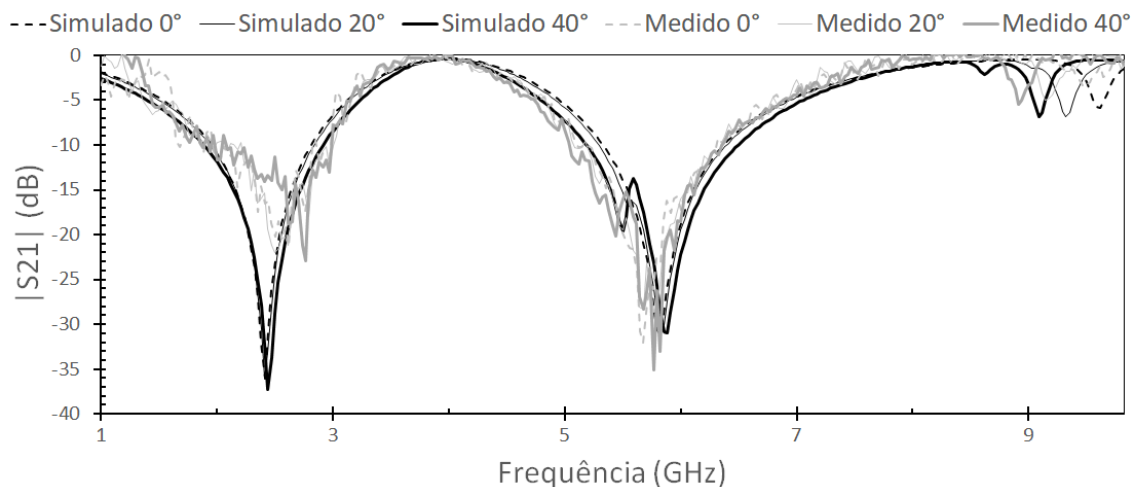


Figura 5.8: Comparação das respostas em frequência para os resultados numéricos e experimentais, para a FSS mostrada na Figura 5.6.

5.2 Múltiplas Espiras Circulares para Operação em Multibanda

Evidentemente, há diversas geometrias que podem ser usadas conforme o fractal dos espelhos. O quadrado desenvolvido na Seção 5.1, mostrou-se plenamente eficiente no seu propósito. Contudo, dessa vez, a geometria será de anéis sobre um substrato de FR-4, com uma ressonância de projeto a mais que o caso das espiras quadradas para que também possa operar na frequência de 3,7 GHz, ou seja, nas frequências baixas do 5G.

O projeto de 3 espiras circulares é apresentado na Figura 5.9 e os dados de projeto na Tabela 5.2.

Tabela 5.2: Parâmetros utilizados nas espiras circulares no projeto para operação multibanda

r_1	r_2	r_3	w_1	w_2	w_3	Tamanho da célula
7,05 mm	9,15 mm	12,64 mm	0,4 mm	0,4 mm	0,4 mm	25,7 mm x 25,7 mm

Assim como o caso das espiras quadradas, a FSS com espiras circulares apresentou resultados consistentes com os parâmetros de projeto, mostrando estabilidade adequada nas frequências de projeto, como mostrado na Figura 5.10.

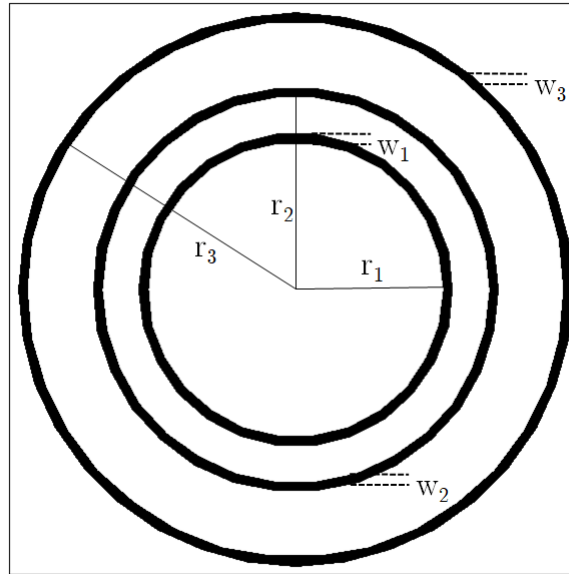


Figura 5.9: Anéis circulares com marcações de dimensões de projeto.

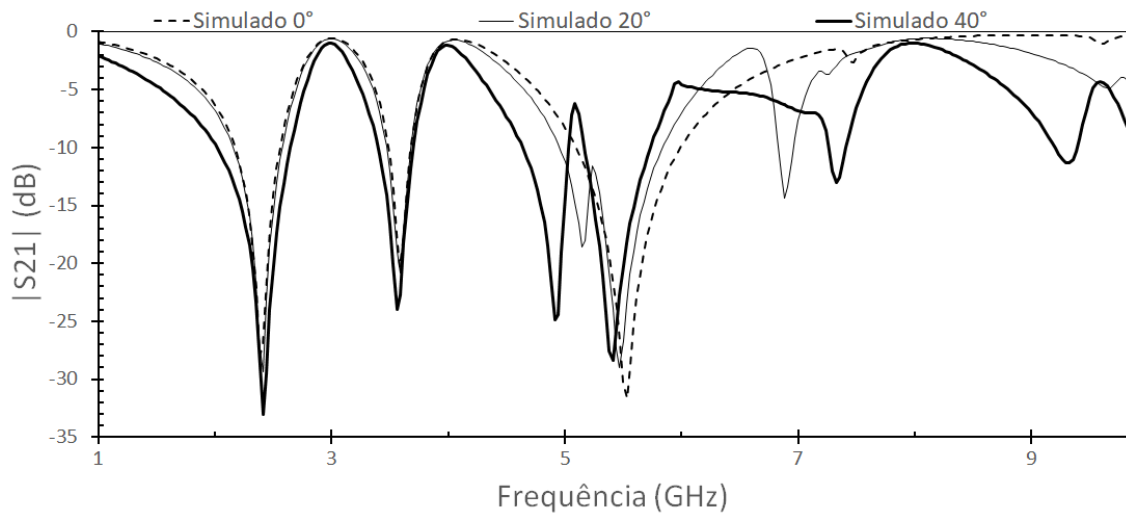


Figura 5.10: Simulação da resposta em frequência da FSS com 3 anéis circulares (Figura 5.9) para os ângulos de 0°, 20° e 40°.

5.3 FSS Inspirada no Quadrado de Hilbert

A geometria apresentada na Seção 4.2 introduz uma nova forma de projetos de FSS. Portanto, as especificações serão em frequências que permitam fabricação e medição adequadas, sem priorizar qualquer tecnologia específica, ficando a cargo do projetista utilizar a técnica apresentada neste trabalho para redimensionar ou reconfigurar a estrutura para operar na frequência de operação da tecnologia de interesse.

O objetivo principal dessa estrutura é melhorar a tecnologia atual de desenvolvimento de FSS e o uso do fractal de Hilbert, de uma maneira mais adequada. Portanto, usando algumas configurações da mesma geometria inspiradas no fractal de Hilbert, pode-se configurar o dispositivo para obter maior largura de banda, operações em multibanda e boa estabilidade angular, por exemplo.

5.3.1 Análise inicial e projeto de um elemento

Existem várias maneiras de configurar a geometria do elemento da FSS. Para simplificar a análise, a geometria do *patch* é definida pela utilização de duas “garras” de Hilbert em cada lado do quadrado. O primeiro projeto de modificação a partir de uma espira quadrada, será denominada de *Design 1*. Nesta estrutura, tem-se $w = 0,4$ mm, $g = 9,2$ mm e $T_x = T_y = 10$ mm. O substrato dielétrico utilizado é o FR-4 ($\epsilon_r = 4,4$ e $\tan \delta = 0,02$), com espessura igual a 1,59 mm.

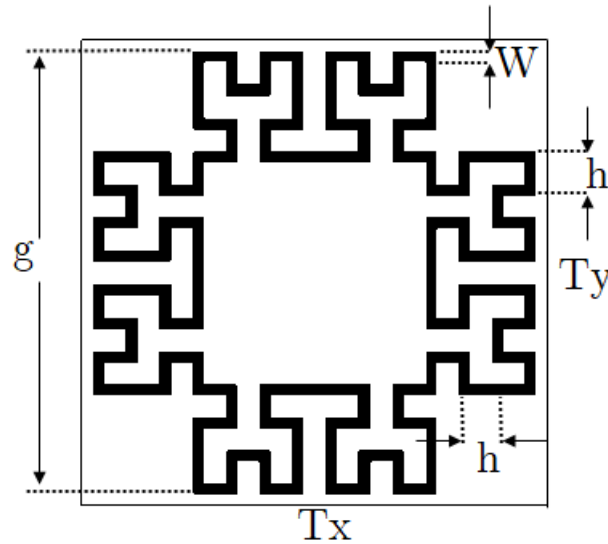


Figura 5.11: *Design 1* da modificação inspirada no fractal de Hilbert.

A Figura 5.11 mostra a simetria do *Design 1* com espaços vazios que podem ser utilizados para inserção de outros elementos na mesma célula e camada. Sua simetria implica em polarização dupla, como também boa estabilidade angular, conforme os resultados simulados através do Ansys Designer (Figura 5.12).

O resumo da análise dos resultados das frequências bloqueadas é apresentado na Tabela 5.3. Com a variação de 0° , 30° e 60° nos ângulos de incidência, não há comprometimento do desempenho da FSS, a qual permanece com resultados consistentes com as de projeto com geometrias simétricas.

O *Design 1* é modificável, pois possui espaço não preenchido na célula que pode ser utilizado para inserção de outra estrutura com dimensões compatíveis para obter ressonâncias de interesse.

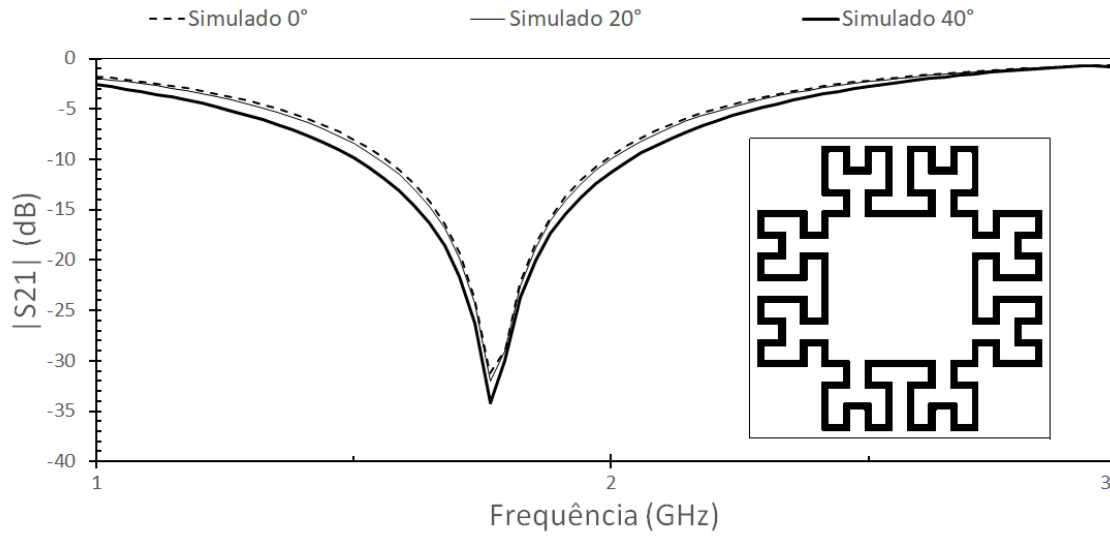


Figura 5.12: Resposta do efeito na transmissão do *Design 1* para 0°, 20° e 40°.

Tabela 5.3: Comparação dos resultados com a variação do ângulo de incidência da onda eletromagnética

Ângulo (°)	F_c (GHz)	S21 (dB)	F_{cmin} (GHz)	F_{cmax} (GHz)	BW (MHz)	BW (%)
0	1,78	-31,29	1,57	1,99	420	23,60
30	1,78	-31,99	1,57	2,02	450	25,28
60	1,78	-34,14	1,54	2,05	510	28,65

5.3.2 Análise de inserção no quadrado de Hilbert

Devido aos espaços não utilizados nas células do *Design 1* (Figura 5.11), serão introduzidas na mesma camada geometrias com características diferentes, como por exemplo as apresentadas nas Figuras 5.13a e 5.13b com um escalamento de h compatível com o espaço disponível, mas a espessura das linhas de *patch* permanecerão como as originais. O resultado desse sistema com inserção de elementos e inspiração fractal pode ser visto na Figura 5.13.

As ressonâncias das novas curvas inspiradas no fractal de Hilbert (Figura 5.13) comparadas com a previamente analisada (Figura 5.11) produzem uma diferença na ressonância mostrada na Figura 5.14. O resultado da adição de mais uma estrutura, fez com que o conjunto ressonasse em mais frequências, mantendo as da estrutura primária, como era esperado. Além disso, é mostrado que uma espira quadrada com a mesma dimensão de célula e largura da linha, ressona muito depois quando comparado com os *designs* propostos.

Os projetos apresentaram boa compacticidade, apenas $0,059\lambda_0 \times 0,059\lambda_0$, onde λ_0 corresponde ao comprimento de onda da primeira ressonância no espaço livre. A Tabela 5.4 mostra a comparação de dimensão entre algumas FSS que usam o mesmo dielétrico e

que atuam em multibanda. Para mudar as frequências de ressonâncias, basta modificar o valor de h .

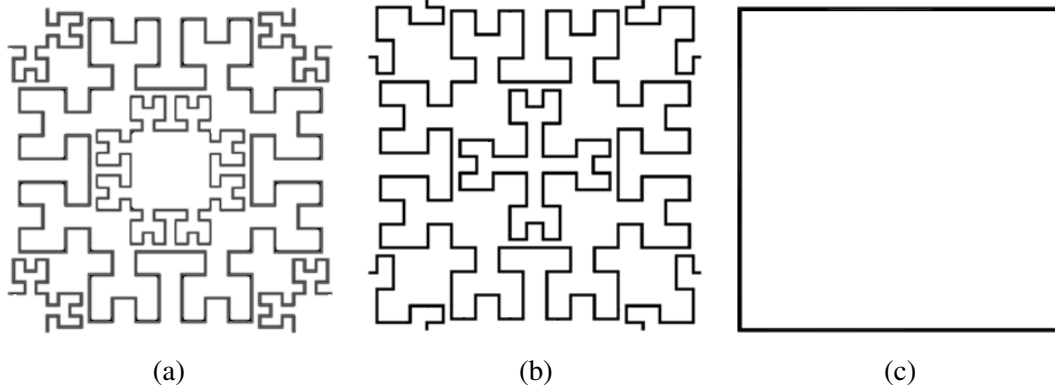


Figura 5.13: Elementos de FSS: (a) *Design 2* e (b) *Design 3* são propostas de modificações no *Design 1* e (c) é uma espira quadrada.

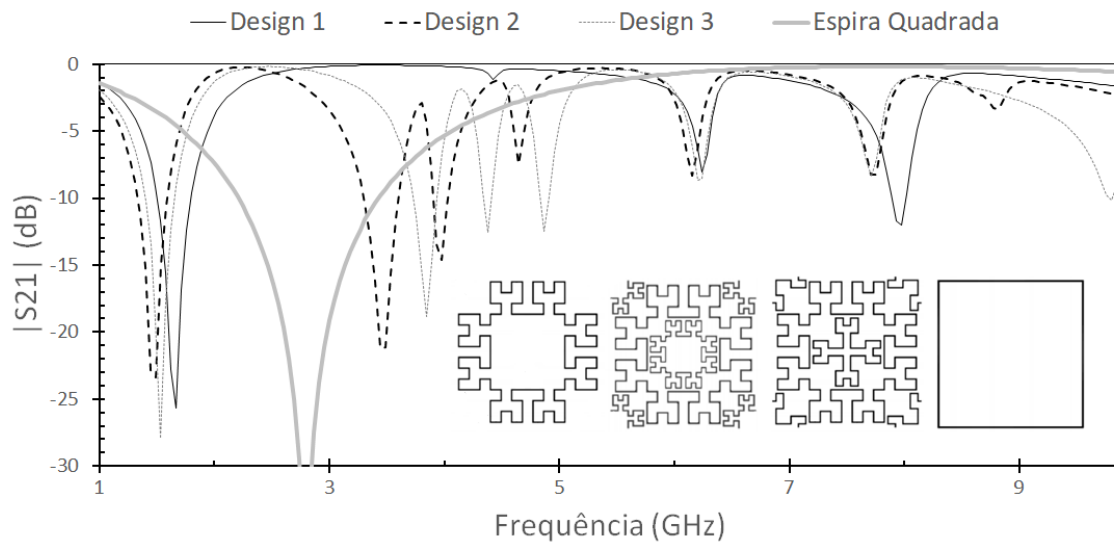


Figura 5.14: Resposta simulada dos projetos mostrados na Figura 5.13.

5.3.3 Fabricação e caracterização experimental do quadrado de Hilbert

O primeiro protótipo é similar ao *Design 1* apresentado na Seção 5.3.1 como mostra a Figura 5.15. A fabricação foi pelo método do adesivo e corrosão do metal com perclorato de ferro em um substrato de 1,59 mm. O material do *patch* é o cobre, o qual está sob adesivos na Figura 5.15, pois o plástico não faz efeito significativo na resposta em frequência e ajuda na preservação dos elementos metálicos do dispositivo.

As medidas foram coletadas nos Laboratórios do Departamento de Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal do Rio Grande do Norte e do Instituto Federal da Paraíba. Como pode ser visto na Figura 5.17, duas antenas do tipo corneta que operam de 700 MHz até 20 GHz foram conectadas no analisador de rede.

Tabela 5.4: Comparação de tamanho da célula.

Elemento FSS	ϵ_r	f_0 (GHz)	Tamanho da célula
(Hussain et al. 2016)	4,4	2,45	$0,082\lambda_0$
(McVay et al. 2007)	4,4	5,00	$0,833\lambda_0$
(Yuan-Yuan e Wen-Ling 2013)	4,4	2,45	$0,163\lambda_0$
(Rafique et al. 2011)	4,4	1,89	$0,062\lambda_0$
Esta FSS	4,4	1,78	$0,059\lambda_0$

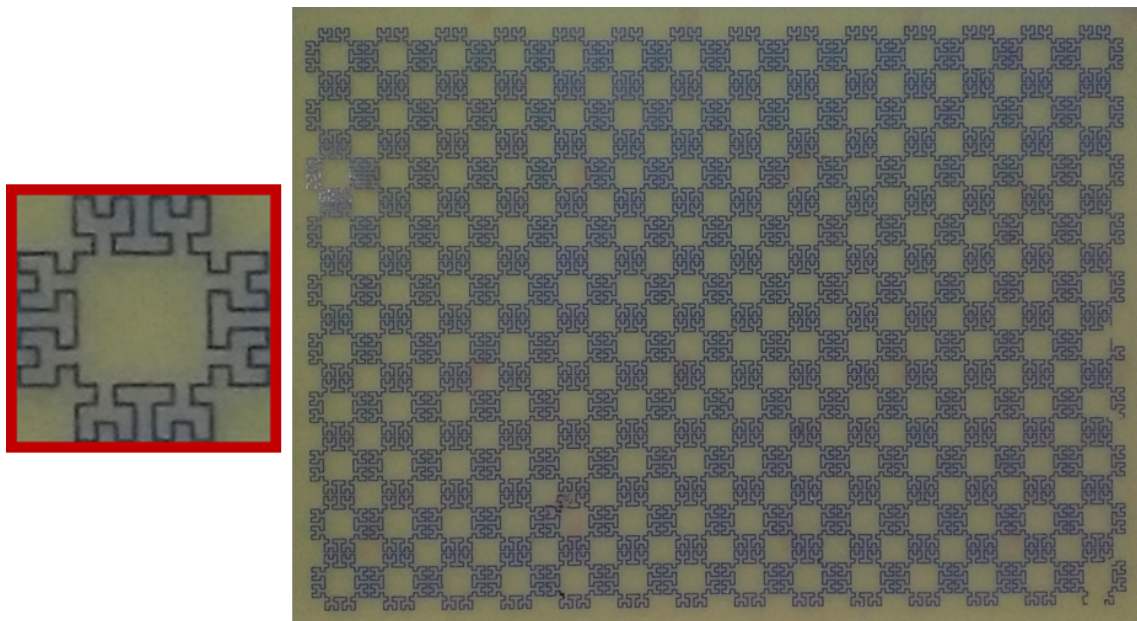


Figura 5.15: Protótipo baseado no *Design 1*.

Para essa estrutura, os resultados simulados foram compatíveis, apresentando estabilidade angular medida até 40° . Existem alguns pequenos picos que não apareceram nas medidas, mas como não há uma ressonância satisfatória na simulação, então não será considerada sua importância.

Os resultados principais estão resumidos na Tabela 5.5.

O método de inserção, ou seja, aproveitar o espaço livre da célula com outra estrutura, será utilizado no modelo do *Design 3* (Figura 5.13b) com a largura da linha com 0,4 mm, como mostra o protótipo construído na Figura 5.16.

O protótipo da Figura 5.16 utiliza o método de inserção conforme a geometria do *Design 3* (Figura 5.13b) com largura de linha de 0,4 mm

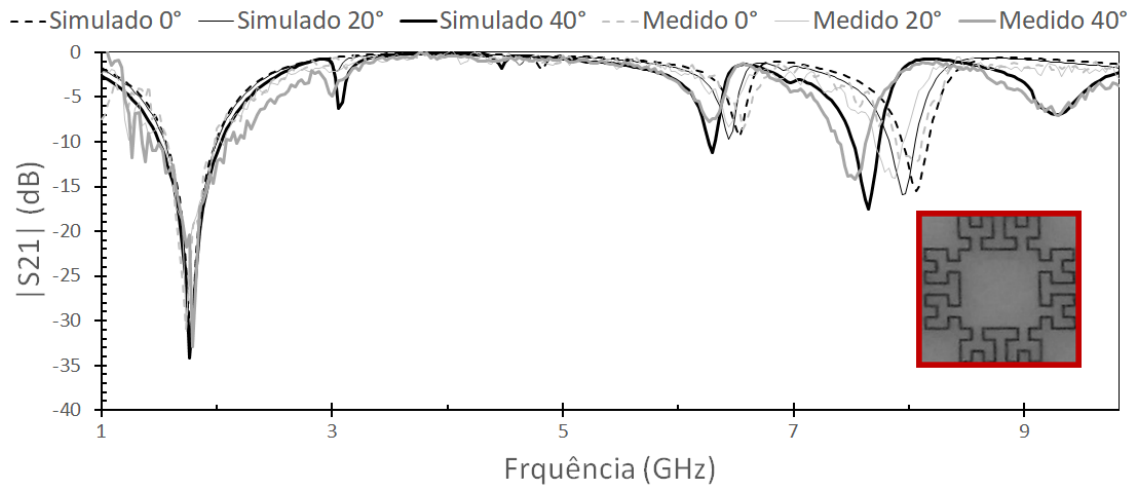


Figura 5.16: Curva de resposta do protótipo do Design 1.

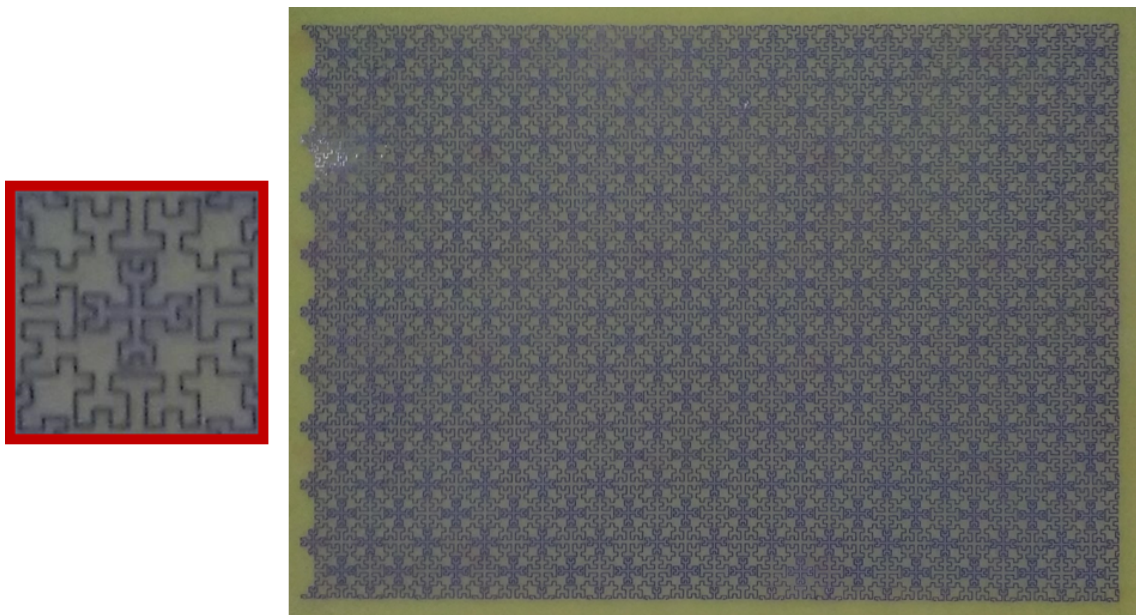
Os testes do protótipo 2 (Figura 5.18) mostraram boa consistência entre os resultados simulados e medidos, indicando também a possibilidade de inserção de uma segunda estrutura nos espaços não utilizados do *Design 1*. Outras geometrias poderiam ter sido usadas o como inserção, como por exemplo um *patch* quadrado.



Figura 5.17: Setup de medição utilizado para medição da FSS inspirada no quadrado de Hilbert.

Tabela 5.5: Comparação dos resultados medidos e simulados do protótipo 1

Ângulo (°)	F_{cmin} (GHz)		F_{cmax} (GHz)		BW (MHz)	
	Sim	Mea	Sim	Mea	Sim	Mea
0	1,57	1,59	1,99	2,01	420	420
20	1,57	1,57	2,02	2,01	450	440
40	1,54	1,45	2,05	2,08	510	630

Figura 5.18: Protótipo 2 baseado no *Design 3*.

Pelos resultados exibidos na Figura 5.19, é possível verificar que a primeira ressonância se mantém, enquanto outras ressonâncias aparecem devido à inserção, verificando os resultados previamente simulados.

O resultado da primeira ressonância é apresentado na Tabela 5.6, a qual resume de forma mais visível o efeito que a inserção causou a estrutura original.

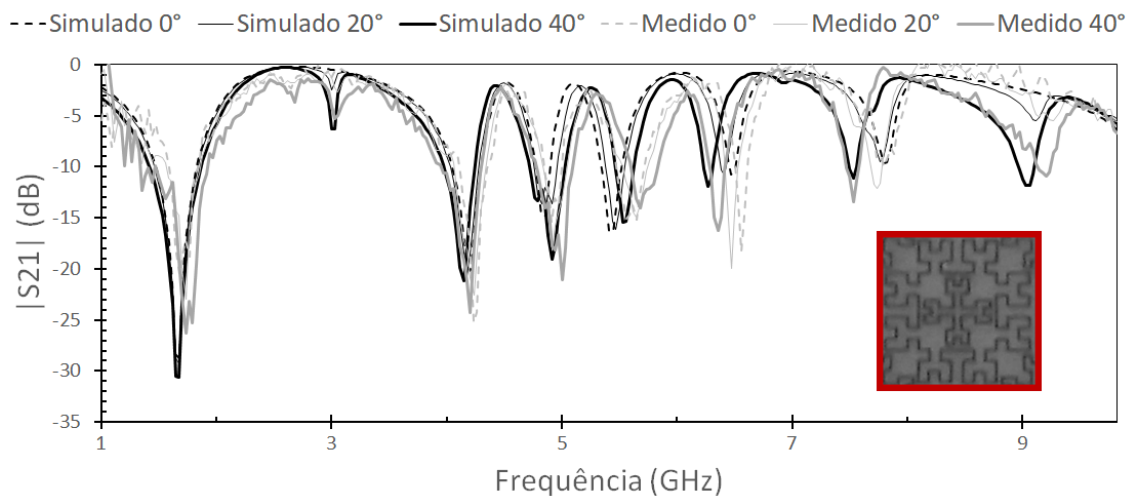


Figura 5.19: Influência na transmissão causada pelo protótipo 2.

Tabela 5.6: Comparação dos resultados medidos e simulados do protótipo 2

Ângulo (°)	F_{cmin} (GHz)		F_{cmax} (GHz)		BW (MHz)	
	Sim	Med	Sim	Med	Sim	Med
0	1,51	1,57	1,87	1,87	360	300
20	1,48	1,57	1,87	1,89	390	320
40	1,45	1,36	1,89	1,93	480	570

5.4 Triângulo de Sierpinski para Operação em Multibanda

5.4.1 Projeto de antena Sierpinski triangular para operação em 2,4 GHz

Nesta seção são abordados resultados e análises de como a antena triangular da Tabela 5.7 se comportou com os diversos tratamentos de fractais através de simulações com o Ansys HFSS. Inicialmente, é apresentado a antena de microfita triangular com $\kappa = 0$, denominada antena 0, a qual possui formato de *patch* (quando as unidades de dimensão não forem citadas, assumir milímetros (mm)) mostrado na Figura 5.20 sobre um substrato de FR-4, alimentação coaxial e os demais parâmetros podem ser observados na Tabela 5.7. O ponto de alimentação por cabo coaxial da antena corresponde à marcação cinza no meio do *patch* (em cor preta).

O desempenho padrão da antena 0 na perda de retorno pode ser observada na Figura 5.21. É evidente que a antena foi projetada para 2,4 GHz, contudo ela apresenta algumas ressonâncias acima de 4,0 GHz que serão consideradas.

Tabela 5.7: Projeto de antena triangular para ressonar em 2,4 GHz

Projeto 1	
f_0	2,4 GHz
h	1,6 mm
ϵ_r	4,4
(m,n)	(1,0)
a	39,5 mm
método	inicial
correção	-1.77%

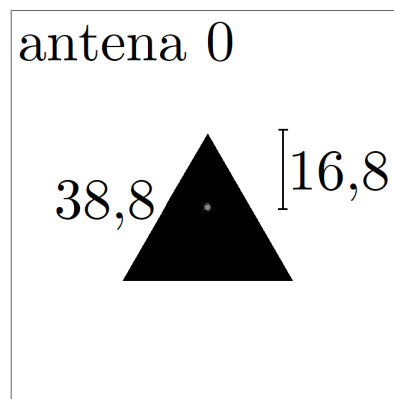
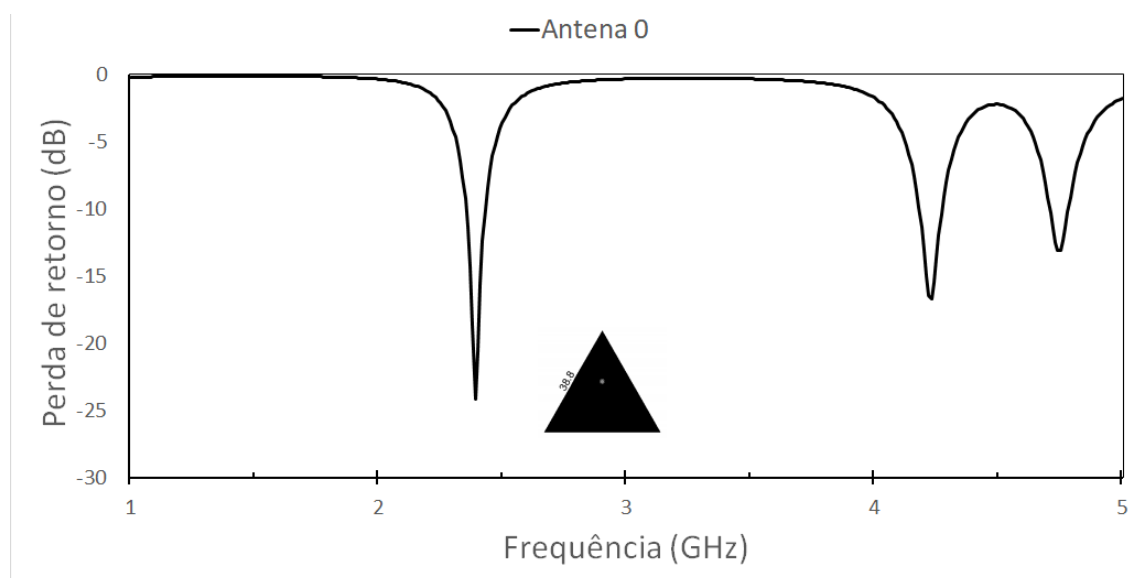
Figura 5.20: Antena geradora do fractal de Sierpinski para 2,4 GHz com fator de iteração $\kappa = 0$.

Figura 5.21: Perda de retorno da antena 0.

Aplicação Interação 1 de Sierpinski triangular

Um processo importante para se conseguir ressonâncias em 2,4 GHz é a análise prévia da aplicação direta do fractal de Sierpinski na antena 0. Entretanto, as respostas obtidas das antenas fractais não apresentaram bons parâmetros de perda de retorno e ganho, sendo assim necessário modificações para melhorá-los. A análise da interação $\kappa = 1$ sob duas soluções diferentes (Figuras 4.9b e 4.9c) para o problema das interações de Sierpinski triangular para antenas de microfita. A antena x corresponde a interação $\kappa = 1$ com a solução dos discos conectivos, enquanto a antena x 2, utiliza a solução com diminuição dos subtriângulo. As suas respostas de perda de retorno são exibidas na Figura 5.23.

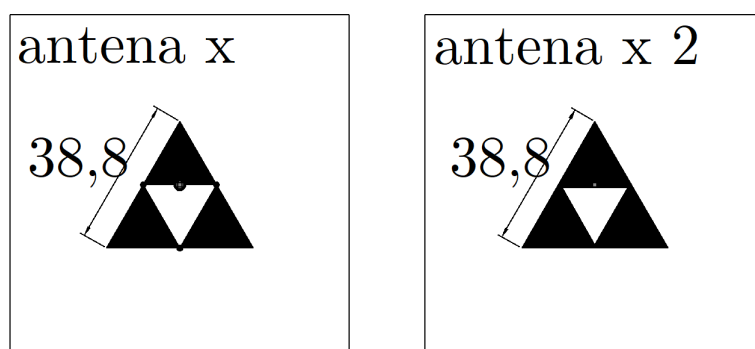


Figura 5.22: Antenas com interação 1 Sierpinski triangular direta.

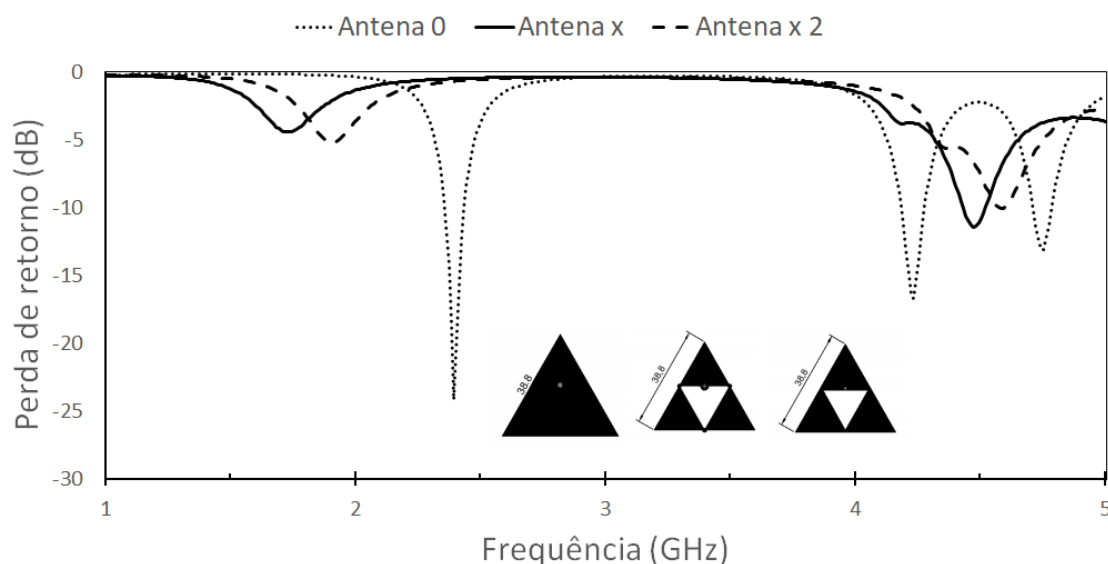


Figura 5.23: Perda de retorno das Antenas 0, x e x 2.

Como trata-se de uma aplicação direta das interações de Sierpinski triangular, as dimensões do *patch* não mudam. Entretanto o resultado dessas antenas (Figura 5.23) não são utilizáveis em 2,4 GHz como uma antena. Contudo são destacados duas bandas de ressonâncias, uma em torno de 2,4 GHz e a outra em torno de 4,5 GHz. Ou seja, é possível fazer essas antenas ressonarem na frequência desejada modificando o tamanho do *patch*.

Por exemplo, para mover as ressonâncias de 1,5 GHz para frequências mais altas, deve-se reduzir o tamanho da antena, pois assim as frequências serão deslocadas para a direita. Analogamente, é possível deslocar as ressonâncias de 4,5 GHz para 2,4 GHz, aumentando as dimensões do *patch*.

Outro ponto importante a ser mencionado, é que cada subtriângulo da primeira interação tem metade da dimensão da antena 0, desta forma, ela não ressona como a antena 0 devido à modificação de resistência do *patch*, pois sua área metálica foi reduzida em aproximadamente 25% conforme a Equação 4.1.

Utilização da Interação 1 em 2,4 GHz

As geometrias das antenas de interação 1 ajustadas para operar na frequência 2,4 GHz estão mostradas na Figura 5.24. Na antena 1, houve uma redução de aproximadamente 33% nas dimensões da antena 0. Enquanto nas antenas 2 e 3, tem-se um aumento de aproximadamente 200% nas dimensões da antena 0. Os resultados dessas antenas estão na Figura 5.25.

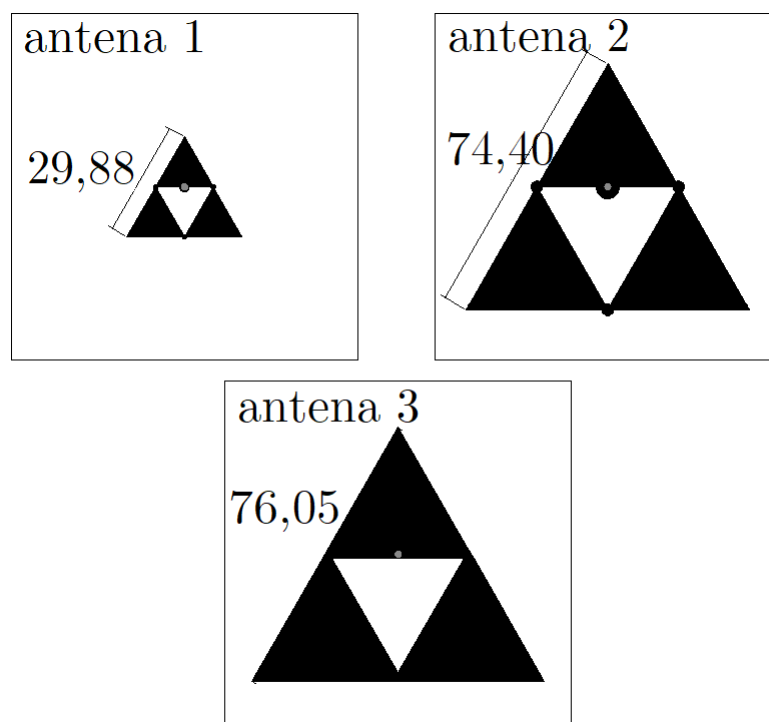


Figura 5.24: Antenas com interação 1 Sierpinski triangular ajustadas para 2,4 GHz.

Os resultados e técnicas obtidos da Seção anterior estão aplicados a essas antenas, nas quais as ressonâncias que estavam em aproximadamente 1,8 GHz, foram deslocadas para 2,4 GHz com redução de dimensões, porém a perda de retorno ficou muito alta para uma antena funcional.

As antenas 2 e 3 tiveram suas ressonâncias de aproximadamente 4,5 GHz ajustadas para 2,4 GHz com aumento de aproximadamente 200% nas dimensões, apresentando

bons resultados para a perda de retorno. Além disso, elas apresentaram uma segunda ressonância em 2,9 GHz.

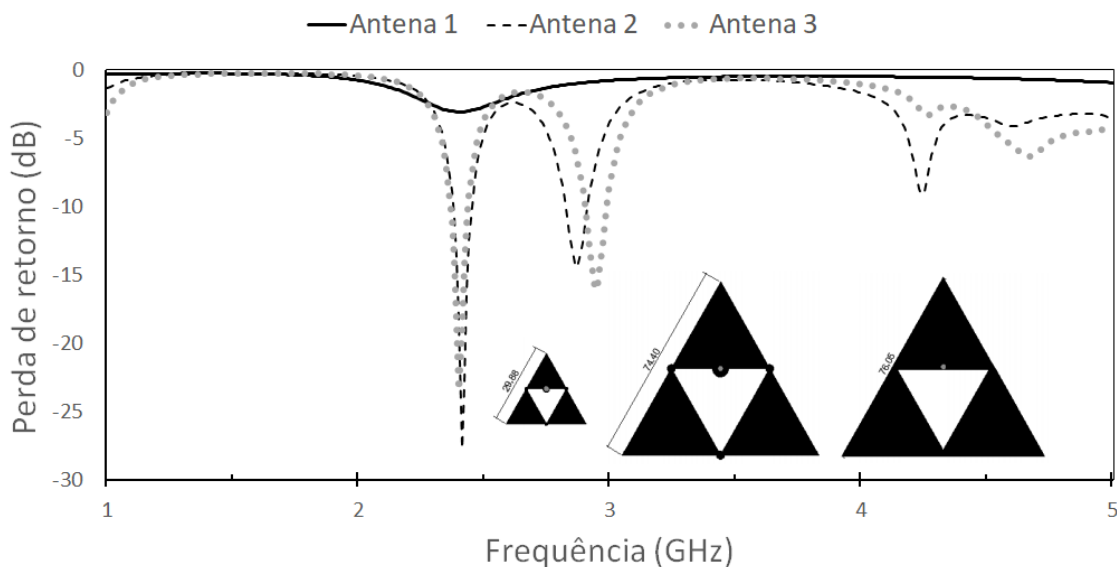


Figura 5.25: Perda de retorno das Antenas 0, 1, 2 e 3.

Utilização da Interação 2 em 2,4 GHz

Para a interação $\kappa = 2$, procede-se analogamente ao caso anterior, obtendo as geometrias da Figura 5.26. As antenas 4 e 6, com parâmetros físicos em torno de 200% da antena 0, ressoam em 2,4 GHz (Figura 5.27), mas os resultados da perda de retorno foram de -7,74 dB e -13,02 dB, respectivamente para as antenas 4 e 6. O resultado é pior que o da antena 0 com -24,17 dB e a antena 2 (a melhor antena da interação $\kappa = 1$) com -27,71 dB (Figura 5.25).

As antenas 5 e 7 apresentaram os melhores resultados de perda de retorno, mas o tamanho do *patch* é 3,4 e 4,3 vezes o da antena 0, respectivamente. A perda de retorno da antena 5 implica num VSWR menor que 1,01, ou seja, um ótimo casamento de impedância entre fonte e o elemento radiador, além de ter apresentado operação multibanda. Portanto, os graus de liberdade que as soluções de conexão de subtriângulos propostas proporcionam são úteis para configurar a antena para operar mais eficientemente nas frequências de ressonâncias.

Pode-se finalmente concluir que é possível melhorar as respostas em frequência de uma antena triangular com alimentação coaxial, utilizando os fractais de Sierpinski, contudo há a desvantagem do aumento médio de 2^κ nas dimensões do *patch*, onde κ corresponde à interação pretendida.

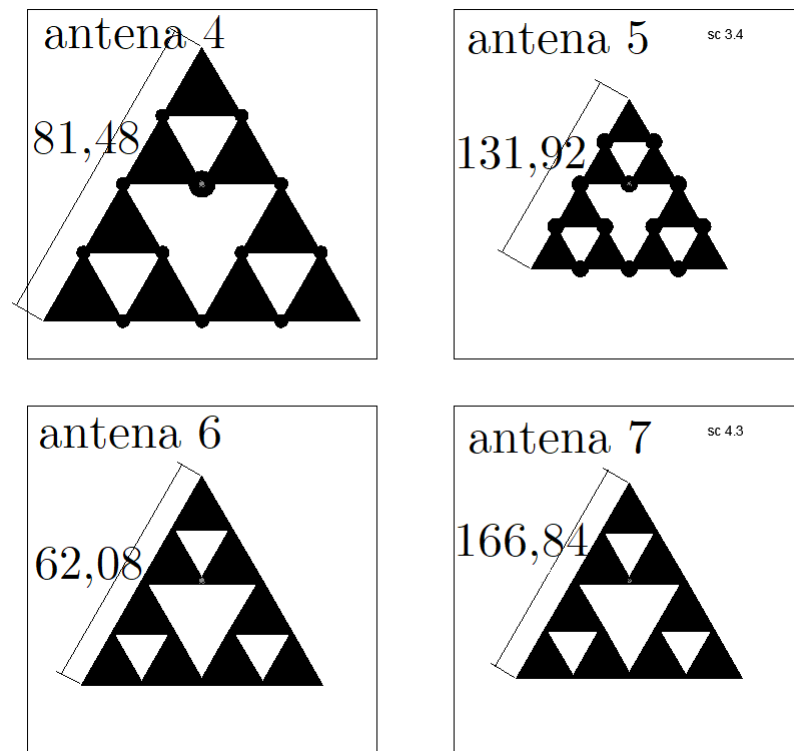


Figura 5.26: Antenas com interação 2 Sierpinski triangular ajustadas para 2.4 GHz.

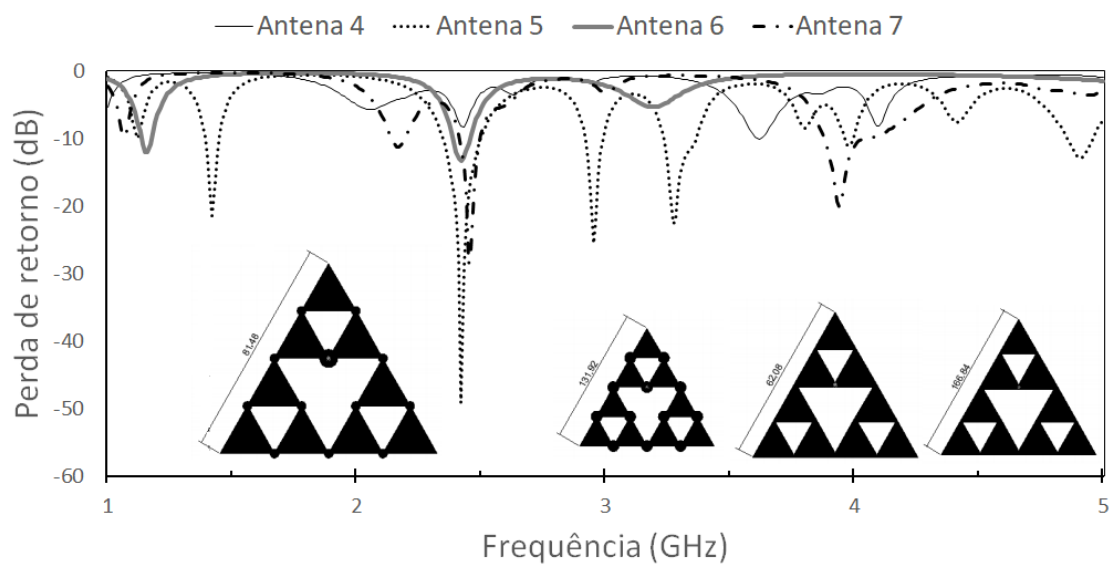


Figura 5.27: S11 das Antenas 0, 1, 2, 3 e 4.

Comparação dos Melhores Resultados das Iterações 0, 1 e 2

O desempenho da antenna triangular com alimentação coaxial pode ser melhorado com o uso de fractais Sierpinski, como mostra o resumo da Figura 5.28 na Tabela 5.8. Quanto maior a iteração κ , maior é a quantidade de variáveis envolvidas no projeto, e consequen-

temente, há mais liberdade em configurar os parâmetros de desempenho.

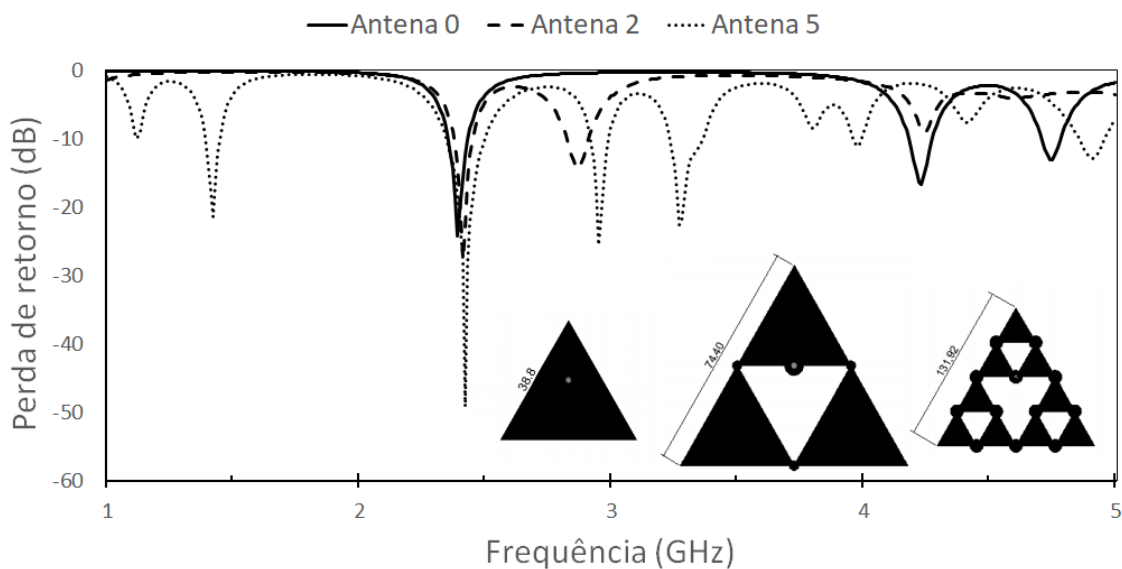


Figura 5.28: Perda de retorno das antenas 0, 2 e 5.

Além das melhoras no VSWR, o aumento das interações de fractais Sierpinski triangular contribuem para o aparecimento de outras frequências de ressonância, fazendo-a operar em multibanda.

Tabela 5.8: Comparativo das antenas 0, 2 e 5

	Antena 0	Antena 2	Antena 5
Lado do triângulo (mm)	38,8	74,40	131,92
Aumento das dimensões	0%	91,75%	240%
S11(dB) em f_0	-24,17	-27,71	-49,16
BW em f_0 (MHz)	130 (5,42%)	130 (5,39%)	250 (10,33%)
Outras ressonâncias (GHz)	4,23; 4,75	2,87	2,42; 2,95; 3,28; 4,91

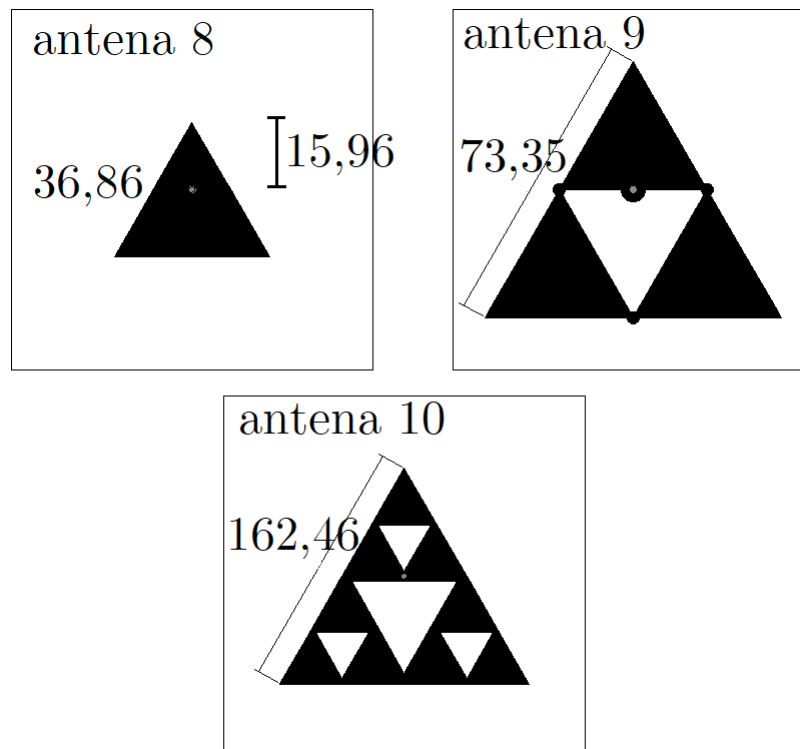
5.4.2 Projeto de antena Sierpinski triangular para operação em 2,5 GHz

A metodologia de análise das iterações fractais para a antena da Tabela 5.9 é análoga a utilizada na Seção 5.4.1.

Na Figura 5.29, a antena 8 o ponto de partida para os projetos em 2,5 GHz. Fazendo $\kappa = 1$, obtém-se a antena 9 com a solução utilizando discos conectivos, e com $\kappa = 2$, obtém-se a antena 10, cuja solução é pelo método de escalonamento dos subtriângulos.

Tabela 5.9: Projeto de antena triangular para ressoar em 2,5 GHz

Projeto 2	
f_0	2,5 GHz
h	1,6 mm
ϵ_r	4,4
(m,n)	(1,0)
a	38,0mm
método	inicial
correção	-3%

Figura 5.29: Antenas triangulares com $\kappa = (0, 1, 2)$ Sierpinski triangular ajustadas para 2,5 GHz.

Na antena 9, o raio do disco na alimentação é de 3,2mm e os demais possuem 1,6 mm de raio. A solução da antena 10 tem os subtriângulos vazios com 85% do tamanho original dos triângulos de Sierpinski.

A Figura 5.30 mostra a perda de retorno das antenas 8, 9 e 10, com seu resumo na Tabela 5.10. Este método de projeto por Sierpinski triangular é adequado quando as dimensões físicas da antenas não são parâmetros limitados, pois com melhora dos resultados,

há o aumento das dimensões da antena. A antena 10 tem a vantagem de ter ressonância em diversas frequências, as quais podem atuar em diversas aplicações ao mesmo tempo.

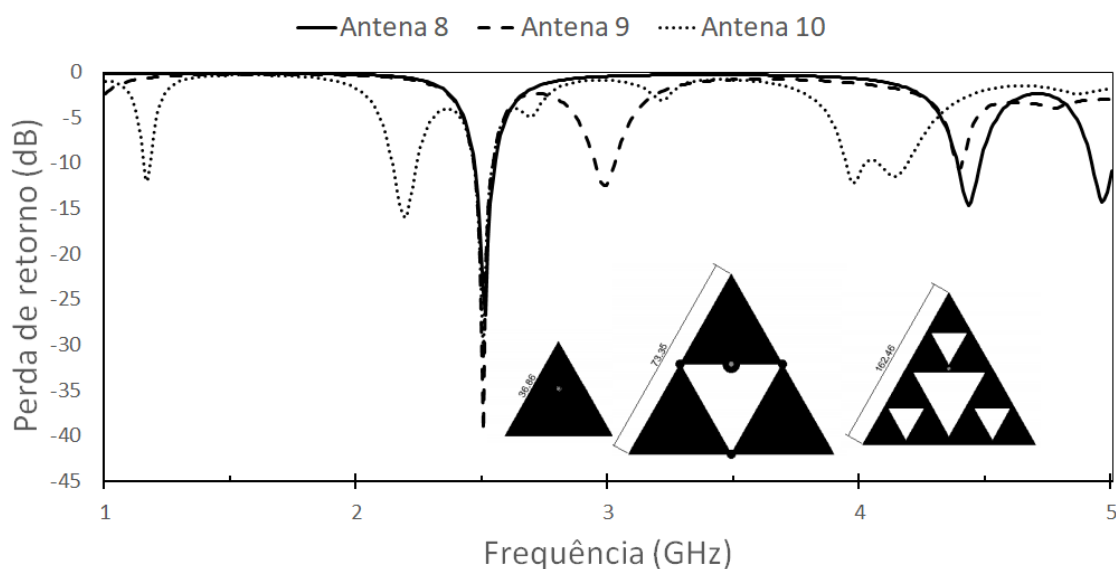


Figura 5.30: Perda de retorno das Antenas 8, 9 e 10.

Tabela 5.10: Comparativo das antenas 8, 9 e 10

	Antena 8	Antena 9	Antena 10
Lado do triângulo (mm)	36,86	73,35	162,46
Aumento das dimensões	0%	99,00%	340,75%
S11(dB) em f_0	-26,70	-39,51	-31,57
BW em f_0 (MHz)	140 (5,60%)	140 (5,60%)	140 (5,60%)
Outras ressonâncias (GHz)	4,43; 4,96	2,99; 4,39	1,16; 2,19; 3,57; 4,14

O ganho e a diretividade aumentam à medida que o valor de κ aumenta, como se observa nos diagramas de radiação na Figura 5.31.

A Figura 5.32 mostra a mudança da impedância na carta de Smith das antenas 8, 9 e 10 conforme alteração de κ . Os diagramas das Figuras 5.32a, 5.32b e 5.32c mostram que as possibilidades para melhores casamentos de impedância e a quantidade de frequências de ressonância são maiores de acordo com o aumento de κ .

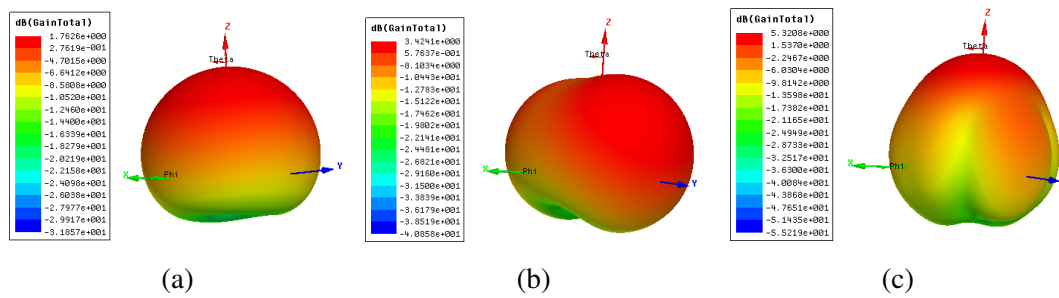


Figura 5.31: Diagramas de radiação em três dimensões para: (a) antena 8, (b) antena 9 e (c) antena 10.

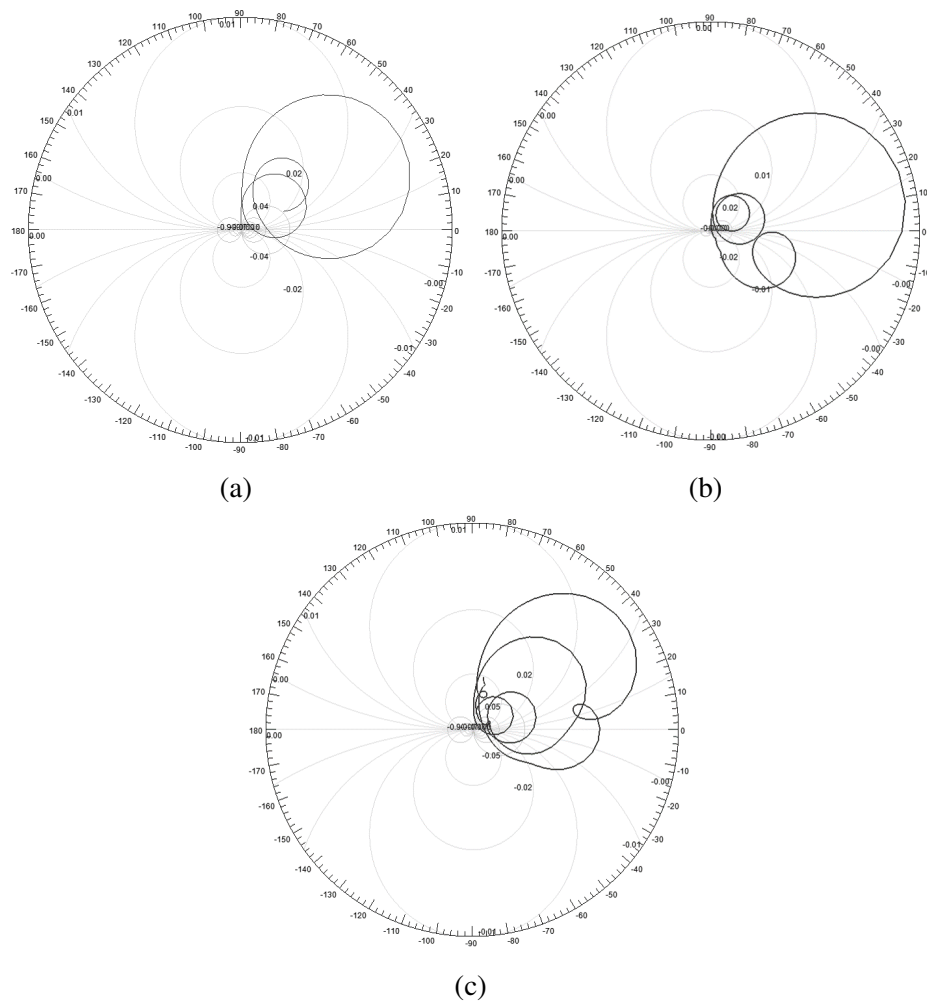


Figura 5.32: Carta de Smith mostrando o parâmetro de impedância em função da frequência para: (a) antena 8, (b) antena 9 e (c) antena 10.

5.5 Análise de Características das Folhas *Oxalis* em FSS

5.5.1 FSS de uma Folha de *Oxalis Triangularis*

Utilizando o perfil de uma folha de *Oxalis Triangularis* em FSS (a célula pode ser conferida na Figura 5.33). As dimensões da célula são 23,11 mm x 20,69 mm.

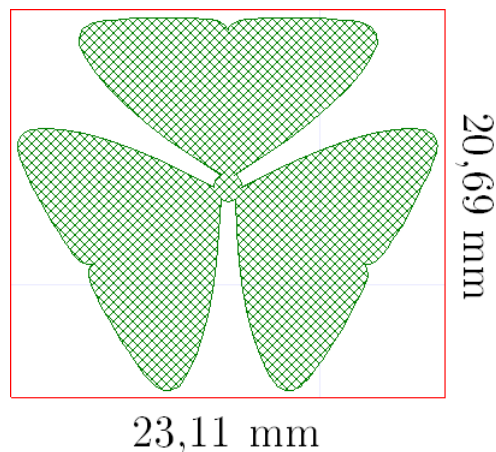


Figura 5.33: Célula de uma FSS inspirada na folha de *Oxalis Triangularis*.

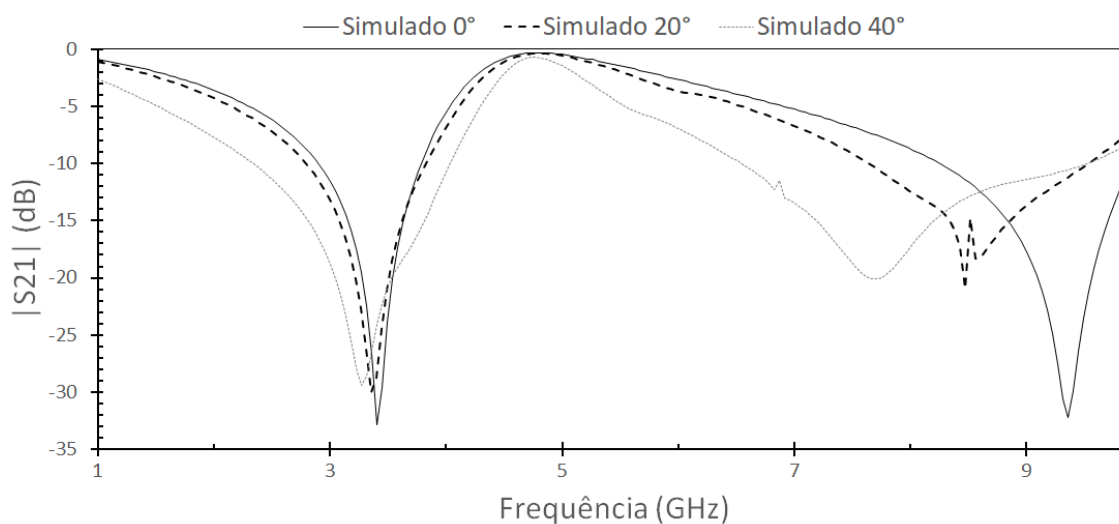


Figura 5.34: Simulação da influência na transmissão da FSS mostrada na Figura 5.33.

Os resultados estão apresentados na Figura 5.34. É possível notar que a FSS possui uma banda estável em 3,5 GHz e outra que é instável de acordo com o ângulo de incidência, mas que possibilita reconfiguração eletromecânica, pois apresenta comportamento previsível com o aumento dos ângulos de incidência.

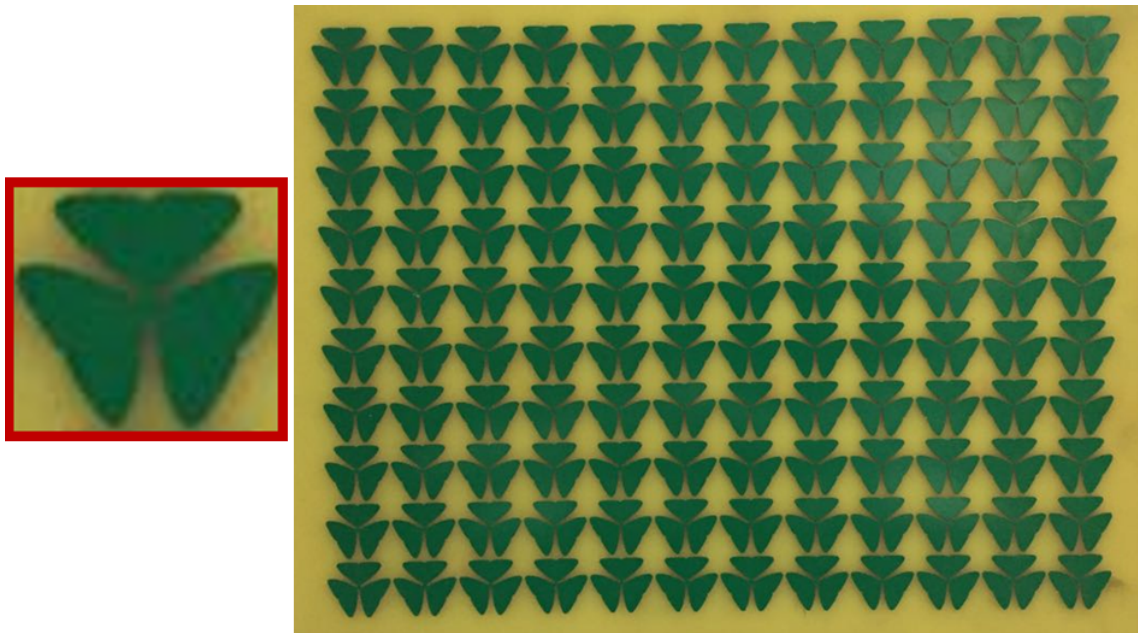


Figura 5.35: Protótipo da folha de *Triangularis*.

O protótipo dessa estrutura foi fabricado sobre um substrato de FR-4 do tamanho de uma folha A4 (Figura 5.35). Os resultados da sua medição do coeficiente de transmissão S_{21} (dB) estão mostradas na Figura 5.36. A FSS apresenta uma banda estável em 3,5 GHz e outra reconfigurável conforme o ângulo de incidência da onda. Uma boa concordância é observada entre os resultados simulados e medidos.

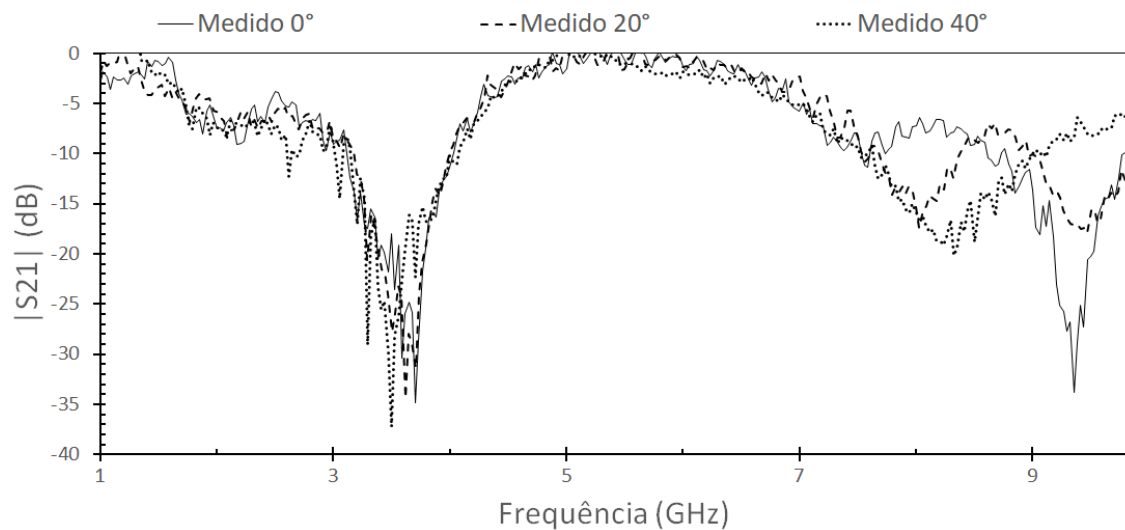


Figura 5.36: Efeito no S_{21} da FSS protótipo de *Oxalis Triangularis*.

5.5.2 FSS de uma Folha de *Oxalis Tetraphylla*

Utilizando o perfil de uma folha com quatro eixos de simetria, inspirada na *Oxalis Tetraphylla* em FSS (a célula pode ser conferida na Figura 5.37). As dimensões da célula são 18,16 mm x 18,16 mm.

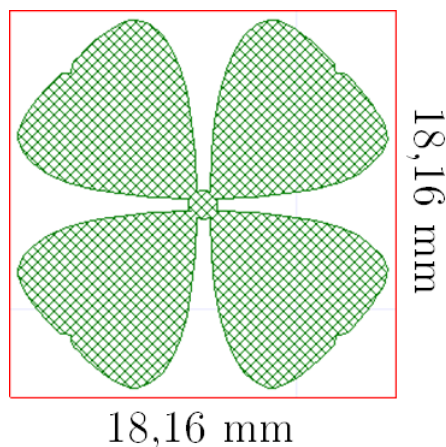


Figura 5.37: Célula de uma FSS inspirada na folha de *Oxalis Tetraphylla*.

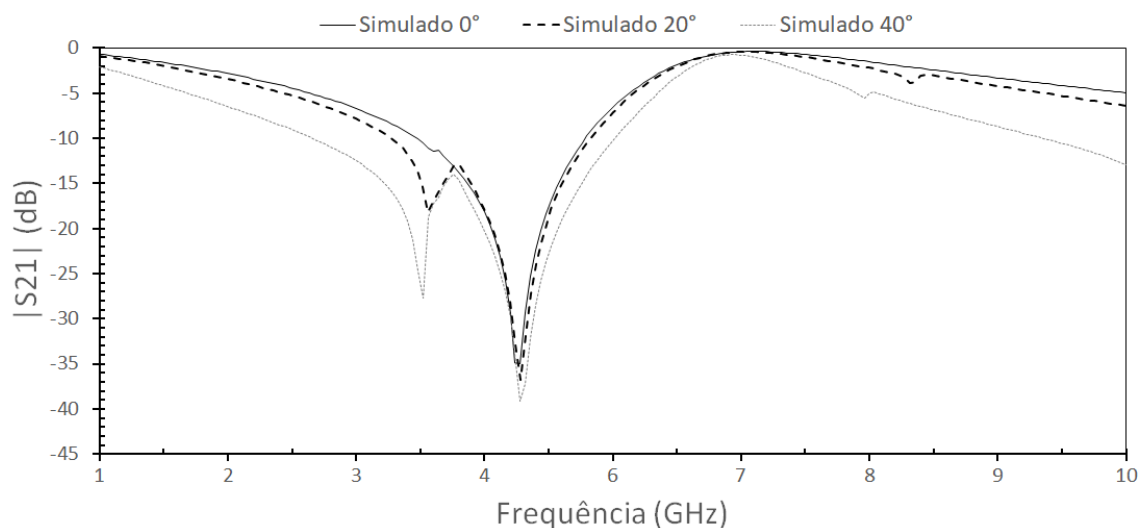


Figura 5.38: Simulação do efeito no S21 da FSS mostrada na Figura 5.37.

Os resultados estão mostrados na Figura 5.38. É possível observar que a FSS possui uma banda fixa em 4,7 GHz, apresentando uma boa estabilidade angular, especialmente para a faixa de frequência definida para uma referência de -15 dB.

5.5.3 FSS de uma Folha de *Oxalis Lasiandra*

A folha de *Oxalis Lasiandra*, a qual possui 8 partes simétricas, quando aplicada num projeto de FSS pode ser desenvolvida com a célula da Figura 5.34. As dimensões da célula correspondem à 19,83 mm x 19,83 mm.

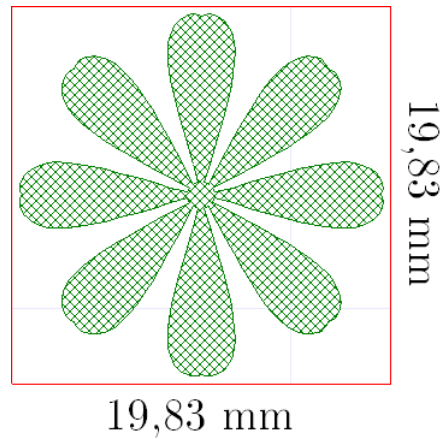


Figura 5.39: Célula de uma FSS inspirada na folha de *Oxalis Lasiandra*.

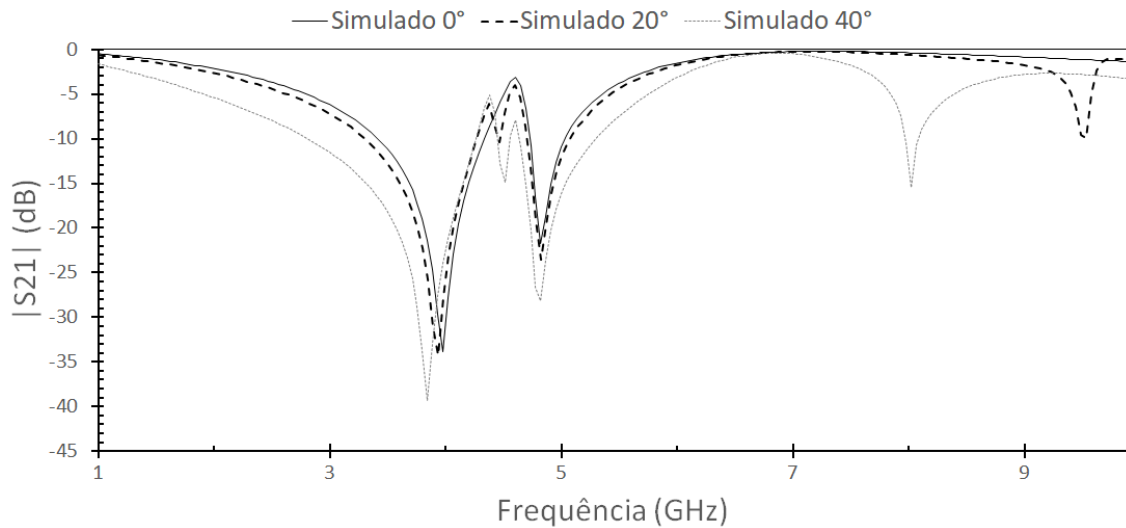


Figura 5.40: Resposta do coeficiente de transmissão quando a FSS inspirada em folha de *Lasiandra* é inserida.

Os resultados da simulação estão descritos na Figura 5.40, com duas bandas de ressonância próximas.

O protótipo da FSS de folha de *Oxalis Lasiandra* fabricada sobre uma placa de FR-4 do tamanho de uma folha A4 é mostrado na Figura 5.41 e seu efeito no coeficiente de transmissão entre duas antenas cornetas na Figura 5.42

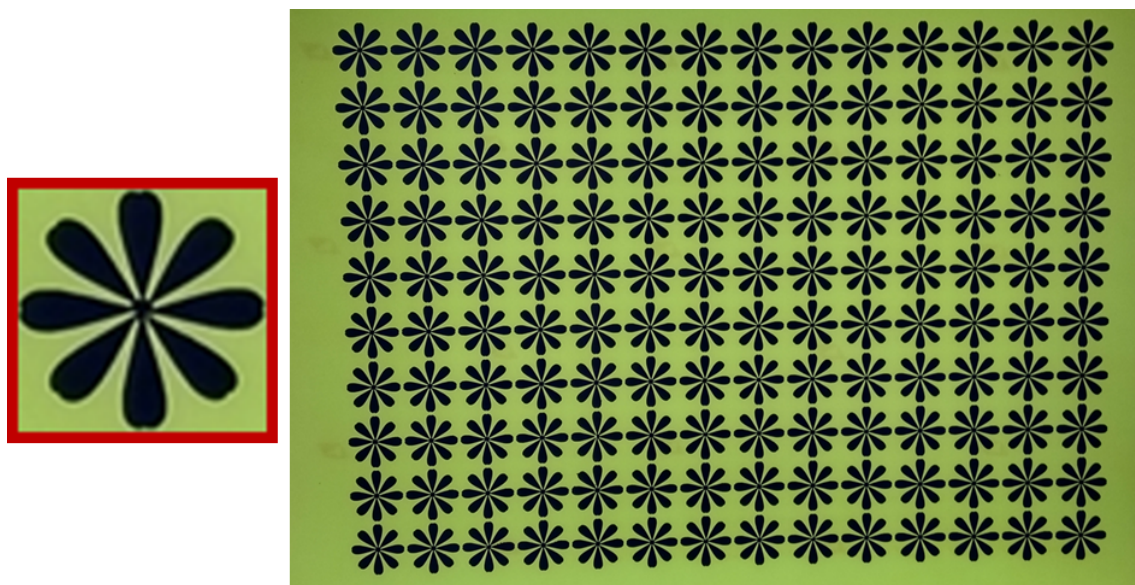


Figura 5.41: Protótipo da folha de *Lasiandra*.

O efeito na transmissão é parecido com a superposição dos dois casos anteriores, desempenhando um efeito de multibandas próximas, verificado na medição e na simulação.

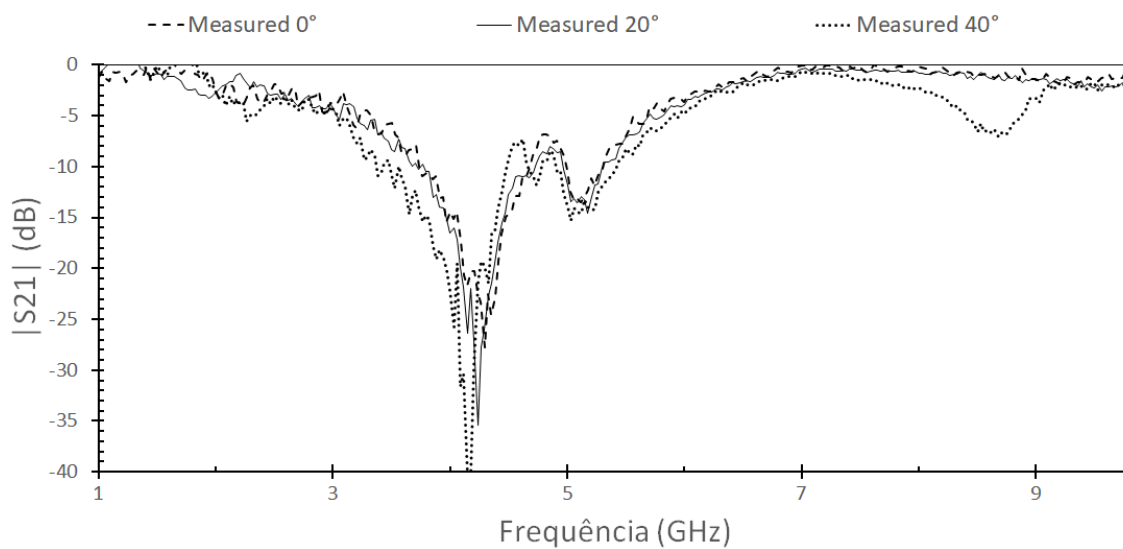


Figura 5.42: Efeito no S21 da FSS protótipo de *Lasiandra*.

Capítulo 6

Conclusão

As estruturas fractais estão em vários padrões da natureza e da matemática, mas é possível usá-las para otimizar diversos componentes. É necessário muita pesquisa com fractais para diminuir, cada vez mais, suas limitações de uso.

Foram desenvolvidas diversas estruturas inspiradas em fractais matemáticos e biológicos para aplicações em antenas e FSS. Alguns dos projetos foram especificados para operar em padrões do IEEE. No entanto outros foram desenvolvidos para verificação de conceitos devido à limitações do método de fabricação ou da própria estrutura.

A verificação de fractais como o quadrado de Hilbert, mostrou a possibilidade de miniaturização de estruturas usando tal técnica em FSS. Por outro lado, ela deixa menos espaços vazios para inserção de qualquer frequência menor que a dela, gerando um intervalo mínimo entre sua ressonância e a da inserção, diferentemente das espiras quadradas inspiradas no fractal dos espelhos, que por sua vez permitem maior liberdade nas inserções, entretanto, requerem um espaço maior para a célula.

Foram demonstradas algumas vantagens do uso dos fractais de Sierpinski nas frequências de 2,4 GHz e 2,5 GHz, como a diminuição do VSWR na frequência de operação e ganho, como também se comporta como um método eficiente para arranjos de antenas triangulares, com a vantagem de gerar multibandas mantendo o perfil da antena.

As FSS bioinspiradas mostraram que a adaptação das plantas pode ter um reflexo disso na frequência, como no caso discutido das *Oxalis*, em que a resposta produzida pela *Oxalis Lasiandra* se assemelha à união de resultados unidos da *Oxalis Triangularis* e *Oxalis Tetraphylla*.

Como proposta para trabalhos futuros, pode-se desenvolver mais geometrias a partir do quadrado de Hilbert aplicando interações maiores, como também explorar novas estruturas como o círculo de Hilbert. Além disso, explorar essa geometria em antenas em microfita no plano de terra e *patch*.

Outra sugestão é explorar o fractal de Sierpinski modificado em antenas de diferentes tipos de alimentação, como por exemplo a CPW, CPS e linha de microfita, para verificar se essas geometrias oferecem vantagens para antenas que justifiquem seu uso em telecomunicações.

Referências Bibliográficas

- A. E. Yilmaz, M. Kuzuoglu (2009), ‘Design of the Square Loop Frequency Selective Surfaces with Particle Swarm Optimization via the Equivalent Circuit Model’, *Radioengineering* **18**(2), 95–102.
- Al-Husseini, M., A. El-Hajj e K. Y. Kabalan (2008), A 1.9-13.5 GHz Low-Cost Microstrip Antenna, *em* ‘2008 International Wireless Communications and Mobile Computing Conference’, Vol. 18, pp. 1023–1025.
- Balanis, Constantine A. (2005), *Antenna Theory: Analysis and Design*, Wiley-Interscience, New York, NY, USA.
- Bharti, Garima, Kumud Ranjan Jha e G. Singh (2014), ‘A Synthesis Technique of Single Square Loop Frequency Selective Surface at Terahertz Frequency’, *Optik - International Journal for Light and Electron Optics* **125**(21), 6428 – 6435.
- Chen, Chao-Chun (1973), ‘Transmission of Microwave Through Perforated Flat Plates of Finite Thickness’, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **21**(1), 1–6.
- Dahele, J. S. e K. F. Lee (1989), *Characteristics of microstrip patch antennas and some methods of improving frequency agility and bandwidth*, Vol. 1 de *Electromagnetic Waves*, Institution of Engineering and Technology.
- Deschamps, G. A. (1953), Microstrip Microwave Antennas, *em* ‘Presented at the third USAF Symposium on Antennas’, Vol. 1, pp. 189–195.
- Ferreira, D., R. F. S. Caldeirinha, I. Cuiñas e T. R. Fernandes (2015), ‘Square Loop and Slot Frequency Selective Surfaces Study for Equivalent Circuit Model Optimization’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* **63**(9), 3947–3955.
- G., Silva Segundo F. C. e Campos A. L. P. S. (2014), ‘Compact Frequency Selective Surface with Dual Band Response for WLAN Applications’, *Microwave and Optical Technology Letters* **57**(2), 265–268.
- Gang, Xu (1989), ‘On the Resonant Frequencies of Microstrip Antennas’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* **37**(2), 245–247.
- Harrington, Roger F. (1993), *Field Computation by Moment Methods*, Wiley-IEEE Press.

- Hussain, T., Chenchen Yang, Qunsheng Cao e I. Majid (2016), Electromagnetic Shielding for WLAN Using Modified-Hilbert Fractals, *em* '2016 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM)', pp. 132–134.
- Hussain, T., Q. Cao, J. K. Kayani e I. Majid (2017), 'Miniaturization of Frequency Selective Surfaces Using 2.5-D Knitted Structures: Design and Synthesis', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* **65**(5), 2405–2412.
- Karimbu Vallappil, Arshad, Bilal A Khawaja, Imdad Khan e Muhammad Mustaqim (2018), 'Dual-Band Minkowski-Sierpinski Fractal Antenna for Next Generation Satellite Communications and Wireless Body Area Networks', *Microwave and Optical Technology Letters* **60**(1), 171–178.
- Kiebertz, R. e A. Ishimaru (1961), 'Scattering by a Periodically Apertured Conducting Screen', *IRE Transactions on Antennas and Propagation* **9**(6), 506–514.
- Klinkenberg, B. e M. Goodchild (1992), 'The fractal Properties of Topography: A Comparison of Methods', *Earth Surface Processes and Landforms* **17**(3), 217–234.
- Kumar, Ditti Sandip e Das Santanu (2005), 'On a Polarization-Independent Frequency-Selective Surface (FSS)', *Microwave and Optical Technology Letters* **44**(3), 249–251.
- Kumprasert, N. e W. Kiranon (1994), 'Simple and Accurate Formula for the Resonant Frequency of the Equilateral Triangular Microstrip Patch Antenna', *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* **42**(8), 1178–1179.
- Liu, Xiaoming, Zhuo Li, Cuiwei Tang, Junsheng Yu, Jun Zhou e Xiaodong Chen (2018), 'Double-Square and Gridded-square Loop Frequency-Selective Surface in the K-Band', *Microwave and Optical Technology Letters* **60**(5), 1136–1142.
- Luo, X. F., P. T. Teo, A. Qing e C. K. Lee (2004), Design of Double-Square-loop Frequency Selective Surfaces Using Differential Evolution Strategy Coupled with Equivalent Circuit Model, *em* 'ICMMT 4th International Conference on, Proceedings Microwave and Millimeter Wave Technology, 2004.', pp. 94–97.
- McGirr, A. e P. Camwell (1990), A Tuneable Elevated Microstrip Antenna for Cellular Handhelds, *em* '1990 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics', pp. 278–283.
- McVay, J., A. Hoorfar e N. Engheta (2007), Bandwidth Enhancement and Polarization Dependence Elimination of Space-filling Curve Artificial Magnetic Conductors, *em* '2007 Asia-Pacific Microwave Conference', pp. 1–4.
- Mehta, Anuj (2015), 'Microstrip antenna', *International Journal of Scientific and Technology Research* **4**(2), 54–57.
- Mishra, Jibitesh e Sarojananda Mishra (2007), *L-System Fractals*, Vol. 209 de *Mathematics in Science and Engineering*, Elsevier Science Inc., New York, NY, USA.

- Munk, B.A. (2005), *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*, Wiley.
- Neto, Marinaldo P. S. N (2014), Um Estudo de Metamaterial em Antenas de Microfita, Tese de doutorado, UFRN.
- Noor, A. e Z. Hu (2009), ‘Dual Polarised Wideband Metamaterial Radar Absorbing Screen Based on Resistive Hilbert Curve Array’, *Electronics Letters* **45**(2), 130–131.
- P. Silva Neto, V e A G. D’Assunção (2018), ‘Reconfigurable and Stable Frequency Selective Surfaces on Nonuniform and Finite Arrays’, **60**, 508–514.
- Petosa, A., P. Strickland e J. Wight (1992), Low Profile Slotted Microstrip Antenna for Cellular Mobile Radio, *em* ‘1992 Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics’, pp. 371–376.
- Pozar, D.M. (2004), *Microwave Engineering*, Wiley.
- Rafique, U., G. I. Kiani, M. M. Ahmed e S. Habib (2011), Frequency Selective Surface Absorber for WLAN Security, *em* ‘Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)’, pp. 872–875.
- Rama, S. R. e D. Vakula (2014), Compact Multiband Patch Antenna with Fractal Defective Ground Structure for Wireless Applications, *em* ‘2014 IEEE International Microwave and RF Conference (IMaRC)’, pp. 360–363.
- Ray, Arup, Manisha Kahar e Partha Pratim Sarka (2012), ‘Theoretical Investigation on an Array of Dual Tuned Staggered Dipole Apertures by the Method of Moment and Comparison with Experimental Results’, **18**, 11–16.
- Romeu, J. e Y. Rahmat-Samii (2000), ‘Fractal FSS: a Novel Dual-Band Frequency Selective Surface’, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* **48**(7), 1097–1105.
- Silva, M. R., C. d. L. Nóbrega, P. H. d. F. Silva e A. G. D’Assunção (2014), ‘Optimal Design of Frequency Selective Surfaces with Fractal Motifs’, *IET Microwaves, Antennas Propagation* **8**(9), 627–631.
- Trubin, A. A. e I. V. Trubarov (2014), Microwave Antennas Using Microstrip Line With Orthogonally Placed Dielectric Resonator, *em* ‘2014 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom)’, pp. 102–106.
- Wang, Nan-nan, Tian-yao Du, Bing-Xu Zhao e Jun-xiu Liu (2017), A Closely Located Dual-Band FSS with Frequency Stability for Multi-Frequency Communication, *em* ‘Antennas and Propagation (ISAP), 2017 International Symposium on’, IEEE, pp. 1–2.
- Wu, T.K. (1995), *Frequency Selective Surface and Grid Array*, Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, Wiley.

- Xiaoming, Liu, Li Zhuo, Tang Cuiwei, Yu Junsheng, Zhou Jun e Chen Xiaodong (2009), 'Double-Square and Gridded-Square Loop Frequency-Selective Surface in the K-Band', *Microwave and Optical Technology Letters* **60**(5), 1136–1142.
- Xu, Tingbao, Ian D. Moore e John C. Gallant (1993), 'Fractals, Fractal Dimensions and Landscapes — a Review', *Geomorphology* **8**(4), 245 – 262.
- Yan, Mingbao, Shaobo Qu, Jiafu Wang, Jieqiu Zhang, Hang Zhou, Hongya Chen e Lin Zheng (2014), 'A Miniaturized Dual-Band FSS with Stable Resonance Frequencies of 2.4 GHz/5 GHz for WLAN Applications', *IEEE Antennas and wireless propagation letters* **13**, 895–898.
- Yin, Weiyang, Hou Zhang, Tao Zhong e Xueliang Min (2018), 'A novel compact dual-band frequency selective surface for gsm shielding by utilizing a 2.5-dimensional structure', **PP**, 1–4.
- Yuan-Yuan, Lv e Chen Wen-Ling (2013), 'Dual-Polarized Multiband Frequency Selective Surface with Miniaturized Hilbert Element', *Microwave and Optical Technology Letters* **55**(6), 1221–1223.